2.-

RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

4. JAHRG. **12** JUNI 1955



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN W 8

Aus dem Inhalt

Titelbild:

Ein Meßplatz im Entwicklungslabor des VEB Funkwerk Erfurt (siehe unseren Bericht auf Seite 352 ff.)

Aufnahme: Blunck

Die Rundfunkwellenausbreitung im Mai 1955

Mitteilung aus dem Observatorium Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der Deutschen Demokratischen Republik

Lang- und Mittelwellen

Aus sonst relativ ungestörten Verhältnissen ragten im Berichtsmonat zwei Perioden stärkerer Störungen der tiefen Ionosphäre vom 6. bis 8. 5. und vom 25. bis 28. 5. hervor, die in der nächtlichen Langwellenausbreitung wieder durch die typische Beschleunigung der Polarisationsschwankungen gekennzeichnet waren. Der bekannte Zusammenhang solcher Störungen mit der Sonnenaktivität kam hierbei besonders deutlich zum Ausdruck, da beiden Störungsgruppen jeweils einige Tage zuvor ein bemerkenswerter Anstieg der Sonnenfleckenrelativzahl vorangegangen war. Außerdem ist zu erwähnen, daß die zweite Störungsgruppe — vom 25. bis 28. 5. — mit ziemlicher Sicherheit als wiederholte Auswirkung des gleichen solaren Aktivitätszentrums anzusehen ist, das schon die Störungen vom 31. 3 und 27. 4. verursachte und nun entsprechend der 27tägigen Sonnenrotation offenbar zum dritten Male wieder der Erde zugekehrt war. Dabei konnte am Abend des 25. 5. im Küstengebiet der Deutschen Demokratischen Republik auch eine polarlichtartige Aufhellung des Nordhimmels beobachtet werden, die ebenso wie die nächtlichen Ionosphärenstörungen und die gleichzeitige starke erdmagnetische Unruhe eine Folge des Einfalls solarer Korpuskeln in die Hochatmosphäre ist. Eine Ergänzung findet dieses Bild vielfältiger Erscheinungsformen der Sonnenaktivität durch die außerdem aufgetretenen Sonneneruptionseffekte am 27. 5. gegen 11.30 und 17.00 Uhr und am 28. 5. gegen 08 Uhr mit der bekannten kurzzeitigen Verstärkung der Tagesdämpfung der Raumstrahlung im Kurz-, Mittel- und Langwellenbereich und der verbesserten D-Schichtübertragung im Längstwellenbereich. *Spr.*

Ultrakurzwellen

Die Empfangsbedingungen verbesserten sich im Berichtszeitraum nur wenig. Normalerweise weist der Monat Mai im Jahresablauf eine besondere Neigung zur Ausbildung von Überreichweitenbedingungen auf. In diesem Jahr fehlten länger anhaltende Hochdrucklagen als deren Vorbedingung aber fast völlig. Wie in den vergangenen Monaten dominierten erneut zyklonale Wetterlagen. So waren insbesondere in der zweiten Maidekade die Ausbreitungsbedingungen bei anhaltender Zufuhr von kalten, instabilen Polarluftmassen in unserem Raum meist unternormal. Lediglich am 17. 5. wurde in diesem Zeitabschnitt für das norddeutsche Flachland ein stärkerer Anstieg der Feldstärkewerte verzeichnet, der in den Mittagsstunden vorübergehend auch auf den mitteldeutschen Raum übergriff. Eine allgemeine Verbesserung des UKW-Fernempfangs stellte sich erst am Monatsende ein, als ein nordeuropäisches Hochdruckgebiet seinen Einflußbereich langsam nach Süden ausdehnte.

Die Feldstärken im Fernbereich und deren meteorologisch bedingten Variationen haben unter anderem Bedeutung für Fragen der Senderplanung. Darüber hinaus versucht man neuerdings, dieses Feld für Richtverbindungen über große Strecken auszunutzen.

Das Versorgungsgebiet eines normalen UKW-Rundfunk- oder Fernsehsenders wird sich aber auch in Zukunft nicht wesentlich über den sogenannten optischen Horizont hinaus erstrecken, da der Abfall der Empfangsfeldstärken außerhalb desselben doch immerhin so groß ist, daß mit normalen handelsüblichen Empfängern, deren Empfindlichkeit wegen des hohen Störpegels in den Städten ein bestimmtes Maß nicht überschreiten darf, ein gesicherter Empfang nicht mehr möglich ist. Aus dem Bild ist ersichtlich, daß das Versorgungsgebiet eines UKW-Senders von der Höhe der Sendeantenne abhängig ist. Man wird daher möglichst orographische Erhebungen, wie zum Beispiel Brocken, Inselsberg usw., bei der Aufstellung von UKW-Sendern berücksichtigen. Im Flachland ist man darauf angewiesen, hohe Antennentürme zu errichten. Die direkte Reichweite erhöht abgestrahlter Ultrakurzwellen läßt sich bei Annahme geradliniger Ausbreitung über der gekrümmten Erdoberfläche nach der geodätischen Sichtweitenformel bestimmen. In der Praxis muß man allerdings berücksichtigen, daß die ultrakurzen Wellen bei ihrer Ausbreitung in der Atmosphäre, deren Dichte mit der Höhe abnimmt, eine stetige Krümmung zur Erde hin erfahren, so daß sich der UKW-Horizont über größere Entfernungen erstreckt als die geodätische Sichtweite. Diese Vergrößerung der Reichweite beträgt bei einer normalen Temperaturabnahme in der Atmosphäre von 0,65° C auf 100 m Höhenunterschied und einer Dampfdruckabnahme von 1/3 mb bereits etwa 15%. Bei Auftreten von Inversionsschichten, in denen die Temperatur vorübergehend mit der Höhe zunimmt und in denen gleichzeitig der Wasserdampfdruck stark abnimmt, ist die Abnahme der Luftdichte größer als normalerweise. Die ultrakurzen Wellen werden weit stärker gebrochen und der UKW-Horizont eines Senders kann sich in größere Entfernungen vorschieben. Der Einfluß einer solchen Zunahme der atmosphärischen Refraktion läßt sich durch einen Faktor k beschreiben. In einer homogenen Atmosphäre (keine Brechung) hat k den Wert 1, in der Normalatmosphäre den Wert 4/3. In der Tabelle wird eine Übersicht über den Abstand (km) des UKW-Horizontes in Abhängigkeit von der Antennenhöhe sowie über dessen Änderung bei verschiedenen Werten des Faktors k gegeben. Die atmosphärische Brechung führt in unserem Klimaraum nur selten zu höheren Werten als k = 4. In anderen geographischen Räumen, wie zum Beispiel in subtropischen Meeresgebieten, können dagegen noch erheblich höhere Beträge erreicht werden. *Dr. Kl.*

Bestimmung des UKW-Horizontes H = UKW-Horizont, S = Entfernung Sender-UKW-Horizont, h = Senderantennenhöhe, R = Erdradius

Abstand des UKW-Horizontes in km bei verschiedenen Antennenhöhen h und Faktoren k

k	h = 20 m	50 m	100 m	200 m	500 m	1000 m
1	16	25	35	50	80	113
4/3	18	29	41	58	92	130
2	23	36	50	71	113	160
3	28	44	62	87	138	195
5	36	56	80	113	178	252

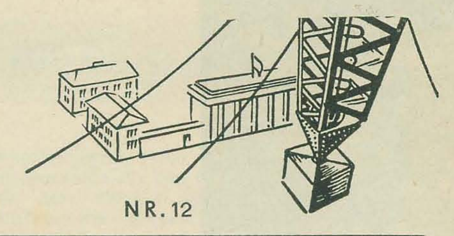
Verlag „Die Wirtschaft“, Verlagsdirektor Heinz Friedrich

Chefredakteur: Rudolf Nehring, verantwortlicher Fachredakteur: Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3, Fernruf: 67 87 41, Fernschreiber 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft“, Berlin W 8, Französische Straße 53—55, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Auszüge und Übersetzungen nur mit Quellenangabe gestattet. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen“ erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM.

Zuschriften an Redaktion „Radio und Fernsehen“, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3.

RADIO UND FERNSEHEN

4. JAHRGANG 2. JUNIHEFT 1955 NR. 12



Der sozialistische Wettbewerb im VEB Werk für Fernmeldewesen „WF"

Die sozialistische Wettbewerbsbewegung ist sowohl das Ergebnis als auch eine Grundlage unserer wirtschaftlichen Entwicklung. Um jeden Wettbewerb zur Sache der bewußten gegenseitigen Hilfe zu machen, um so weit zu kommen, daß jeder Wettbewerb die Forderungen des Grundgesetzes des Sozialismus weitestgehend verwirklichen hilft, müssen einige Voraussetzungen geschaffen werden.

Man spricht häufig von „realen" und „unrealen" Wettbewerben. Real ist ein Wettbewerb, wenn seine Bedingungen erfüllbar und für jeden übersichtlich und verständlich sind, wenn eine Vergleichsbasis gegeben ist, die auf exakten Normen beruht.

Real ist ein Wettbewerb, wenn alle Werktätigen des Betriebes oder der Abteilung an der Vorbereitung beteiligt waren. Haben es die leitenden Wirtschaftsfunktionäre gemeinsam mit Partei und Gewerkschaft verstanden, jedem Kollegen den Zusammenhang zu erläutern, der zwischen seinen Fehlzeiten und dem Direktorfonds, seinem Ausschuß und dem mangelnden Warenangebot im Handel besteht, dann ist auch die notwendige Aufgeschlossenheit für den beabsichtigten Wettbewerb zu erwarten.

Real ist ein Wettbewerb, wenn alle Pläne bis auf die einzelnen Arbeitsplätze aufgegliedert sind, so daß jeder Werktätige selbst kontrollieren kann, inwieweit er am Erfolg seines Betriebes beteiligt ist.

Im gleichen Maße, wie die genannten Voraussetzungen erfüllt sind, wird der Wettbewerb dann dazu beitragen, unsere Wirtschaft weiterzuentwickeln und jedem Kollegen die Gewißheit zu geben, daß auch seine Leistung notwendig, anerkannt und wirksam ist.

Im VEB Werk für Fernmeldewesen „WF" wurde im Herbst 1954 die Anregung der Kollegin Körper berücksichtigt, einen Wettbewerb in der Abteilung Katodenfertigung durchzuführen. Ziel dieses Wettbewerbs, der vom 1. Januar bis 31. März 1955 lief, sollte sein, den Produktionsplan und den Sortimentsplan mit 100 Prozent zu erfüllen, den Ausschuß von 11 auf 8 Prozent zu senken und außer den bestehenden weitere 5 technisch begründete Materialverbrauchsnormen und weitere 14 technisch begründete Arbeitsnormen zu erarbeiten. Aus der Erfüllung dieser Punkte sollte sich eine Einsparung von 30000,— DM ergeben.

Über diese vom Leitungskollektiv der Abteilung Katodenfertigung und der Wettbewerbskommission ausgearbeiteten Vorschläge wurde in Gewerkschaftsversammlungen und Produktionsberatungen gründlich beraten. Das Ergebnis war, daß nicht nur alle Kolleginnen und Kollegen am Wettbewerb teilnahmen, sondern daß sie zu diesem Vertrag die konkreten Einzelverpflichtungen eingingen, ihren Ausschuß zu senken, die beeinflußbaren Fehlzeiten herabzusetzen und schwächeren Kollegen zu helfen und sie anzuleiten. Weiterhin wurden Verpflichtungen zum Aufbauspareń und für Aufbauschichten abgegeben und viele Einzelwettbewerbe abgeschlossen: Die Meister sorgten in ihrem Bereich für die reibungslose Anlieferung des Materials und überwachten den Maschinenpark auf ständige Einsatzfähigkeit; die Einrichter nahmen die Maschinen in persönliche Pflege, um Reparaturzeiten zu vermeiden.

Der Erfolg blieb nicht aus. Die einzelnen Punkte des Wettbewerbs wurden weit übererfüllt. Der Ausschuß konnte statt auf 8 Prozent auf 7,1 Prozent gesenkt werden. Es wurden nicht nur 5, sondern 7 technisch begründete Materialverbrauchsnormen geschaffen. Statt 14 konnten 18 neue technisch begründete Arbeitsnormen erarbeitet werden, so daß jetzt 30 TAN in der Abteilung Katodenfertigung bestehen. Die Verpflichtung, 30000,— DM einzusparen, wurde ebenfalls übererfüllt. Die Einsparung in dieser Abteilung betrug für das I. Quartal 1955 46000,— DM.

Eine besondere Anerkennung für diese Leistung wurde der gesamten Abteilung zuteil, indem die Kollegin Körper mit der Medaille „Für ausgezeichnete Leistungen im Wettbewerb" und mit einer Prämie von 700,— DM geehrt wurde.

Nach diesem sehr guten Ergebnis des Wettbewerbs haben sich die Kollegen neue Aufgaben gestellt. Um die Arbeitsproduktivität weiter zu steigern, sollen in zügiger Arbeit alle Materialverbrauchsnormen überprüft und alle Vorgabezeiten und vorläufigen Arbeitsnormen überarbeitet und technisch begründet werden, und für alle Typen, deren Materialverbrauchsnormen überarbeitet sind, werden persönliche Konten eingeführt.

Was soll das hier angeführte Beispiel zeigen?

Im Werk für Fernmeldewesen wird intensiv daran gearbeitet, die Forderungen, die den volkseigenen Betrieben vom 21. Plenum gestellt wurden, zu erfüllen. Zuerst muß hierbei untersucht werden, in welchen Abteilungen die größten Schwierigkeiten bestehen, welche Ursachen sie haben und wie diese beseitigt werden können. Die besonderen technologischen Schwierigkeiten in den Abteilungen der Vorfertigung sind deshalb der Schwerpunkt dieser Aufgabe. Das Beispiel der Katodenfertigung zeigt uns, daß durch die schöpferische Initiative aller Arbeiter und Arbeiterinnen im sozialistischen Wettbewerb eine bedeutende Steigerung der Arbeitsproduktivität erzielt wird, so daß dem Staatshaushalt zusätzliche Mittel zugeführt werden können, die der gesamten Volkswirtschaft zugute kommen. *Gertrud Retke*

Nachrichten

● Am 7. Mai, dem Tag des Rundfunks in der Sowjetunion, veranstaltete die DOSAAF (Freiwillige Unionsgesellschaft zur Unterstützung der Armee, der Luftwaffe und der Flotte) einen internationalen Wettkampf der Kurzwellenamateure. Hieran beteiligten sich neben den sowjetischen Funkern Amateurfunker aus Bulgarien, Ungarn, Polen, der Tschechoslowakei, Rumänien und der Deutschen Demokratischen Republik.

● Farbiges Fernsehen wurde im April Sachverständigen des Internationalen Komitees von Beratern in Rundfunkfragen von den niederländischen Philipswerken vorgeführt. Die Sachverständigen berieten in Brüssel über die Einführung eines einheitlichen Systems für farbiges Fernsehen in Europa. Sie wollen vermeiden, daß mehrere verschiedene Systeme eingeführt werden, wie das beim Schwarz-Weiß-Fernsehen in Europa der Fall ist, wo nach sieben verschiedenen Systemen gearbeitet wird.

● Die Entwicklung des Fernsehens in Frankreich ging in den letzten zwei Jahren langsamer vor sich, als ursprünglich angenommen wurde. Während 1952 auf dem Inlandsmarkt nur 25000 Fernsehempfänger abgesetzt werden konnten, waren es 1953 etwa 50000 und 1954 nach vorläufigen Schätzungen weniger als 100000. Obwohl die vorhandenen Fernsehsender 3 Millionen Haushalten in den Bezirken Paris, Lille, Straßburg und Marseille die Teilnahme am Fernsehen ermöglichen könnten, waren Ende 1954 weniger als 150000 Fernsehempfänger offiziell angemeldet. Bis Ende 1956 soll das Fernsehprogramm 17 Millionen Franzosen, das ist etwa die Hälfte der Bevölkerung, zugänglich gemacht werden. Die bisher geringe Nachfrage führte zu ungenügenden Serienfertigungen und verhältnismäßig hohen Preisen für Fernsehempfänger.

● Entsprechend dem Vorschlag der Sowjetunion, den Volksrepubliken China, Polen, Rumänien, der CSR und der Deutschen Demokratischen Republik beim Aufbau wissenschaftlicher Forschungsstätten für Forschungen auf dem Gebiet der Kernphysik und der Anwendung der Atomenergie für friedliche Zwecke wissenschaftlich-technische Hilfe zu erweisen, haben Delegationen bedeutender Physiker und Ingenieure dieser Länder im April in Moskau Verhandlungen geführt. Die Delegationsmitglieder konnten sich in wissenschaftlichen Forschungsinstituten der UdSSR mit den sowjetischen Forschungsarbeiten zur friedlichen Anwendung der Atomenergie vertraut machen.

Die Verhandlungen endeten mit der Unterzeichnung von Abkommen, nach denen die Sowjetunion in den Jahren 1955 und 1956 Projektierungsarbeiten ausführen und den erwähnten Ländern Atomversuchsmeiler sowie Beschleuniger für Elementarpartikel liefern wird. Ferner wird die Sowjetunion unentgeltlich die notwendigen wissenschaftlichen und technischen Unterlagen für diese Meiler und Partikelbeschleuniger liefern, wissenschaftliche und technische Hilfe bei ihrer Montage und Inbetriebnahme leisten. Außerdem hat sich die Sowjetunion bereit erklärt, für die Atommeiler und die Versuchsarbeiten die notwendige Menge spaltbarer und anderer Materialien abzugeben und den erwähnten Ländern bis zur Inbetriebnahme der von der UdSSR gelieferten Atomversuchsmeiler radioaktive Isotope zu liefern.

Die Sowjetunion wird Wissenschaftler und Ingenieure dieser Länder auf dem Gebiet der Kernphysik, der Radiochemie und der Anwendung von Isotopen in der Wissenschaft und Technik sowie in der Atommeilertechnik ausbilden.

Gleiche Abkommen wurden jetzt auch zwischen der Sowjetunion und den Volksrepubliken Ungarn und Bulgarien vereinbart.

● Vom 18. bis 20. April 1955 fand in München eine Fachtagung über Rauschen von Röhren, Halbleitern (einschließlich Transistoren) und Bauelementen statt. Die Tagung war von der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG) im VDE einberufen. Die Referate wurden von führenden Fachleuten und Wissenschaftlern auf diesem Gebiet, wie Prof. Schottky, Prof. König, Wien, Dr. Rothe, Ulm, Dr. Strutt, Zürich, Dr. Knol, Eindhoven u. a. m., gehalten.



Produktion von
im VEB Funkwerk Erfurt

Messen und Prüfen sind Grundlagen für den technischen Fortschritt, besonders aber auch für die Betriebssicherheit und die Reparatur der in großen Serien gefertigten Gebrauchsgeräte. Wenn beim Reparieren eines Einkreisempfängers unter Umständen ein Vielfachinstrument ausreicht, um befriedigende Erfolge zu erzielen, so steigern sich die Anforderungen an die Meßgeräte sprunghaft, wenn es gilt, Superhetempfänger für AM und FM, Fernsehgeräte oder elektronische Spezialapparaturen zu warten, zu eichen und instandzusetzen. Jede „neue Linie" in der Technik der eigentlichen Gebrauchsgeräte hat zur Folge, daß sich die Laboratorien der Meßgeräteindustrie ebenfalls auf das neue Gebiet orientieren. In dieser ständigen Wechselwirkung — denn bessere und genauere Meßmethoden und -geräte wirken selbstverständlich stark auf die Qualität der Rundfunk- und Fernsehgeräte ein — haben die Geräte der Funktechnik einen Stand erreicht, der in mancher Hinsicht an die Grenzen des physikalisch Möglichen heranreicht; denken wir zum Beispiel nur an die Grenzempfindlichkeit von UKW-Empfängern, die jetzt bei Spitzengeräten den Wert von $n \approx 2\, kT_0$ erreicht hat.

So ist es eine Selbstverständlichkeit, daß heute manche mittlere Reparaturwerkstatt über Geräte verfügt, die noch vor 30 Jahren mit dieser Präzision und Zuverlässigkeit nur in wissenschaftlichen Instituten zu finden waren. Zwar spielen das Erschließen neuer Roh- und Austauschstoffe und die Fortschritte der Bauelementeindustrie und der Fertigungstechnik eine gewisse Rolle, doch darf nicht vergessen werden, daß der bis ins kleinste rationalisierte Produktionsprozeß der Rundfunkgeräteindustrie im Meßgerätebau nur bedingt angewendet werden kann. Das liegt einmal an den relativ kleinen Serien, die hier aufgelegt werden, zum anderen aber an gewissen mechanischen und elektrischen Mindestansprüchen und Toleranzen, die beim Empfangsgerät für den Hausgebrauch wesentlich großzügiger behandelt werden können. Deshalb werden qualitativ hochwertige Meßgeräte nach wie vor wertvolle Objekte bleiben, deren sorgfältige Pflege für jeden Techniker eine Selbstverständlichkeit ist. Der folgende Bericht von der Meßgeräteproduktion im VEB Funkwerk Erfurt soll vor allem an Hand der Bilder die wesentlichen Merkmale dieses interessanten Spezialgebietes herausstellen.

Wohl keinem in der Hochfrequenztechnik tätigen Fachmann der Deutschen Demokratischen Republik ist das „Erfurter Gesicht", das heißt das typische Äußere der Erfurter Meßgeräte, unbekannt. Die schwarz gespritzten oder schrumpflackierten Geräte mit der ebenfalls schwarzen Frontplatte haben alle Bedienungsgriffe, Skalen und Anschlußklemmen an der Vorderseite, so daß größere Meßplätze leicht und bequem umgestellt werden können. Die stabilen Eisenblechgehäuse mit weitgehend genormten Größen erlauben das Aufeinanderstellen auch mehrerer Geräte. Bild 2 und das Titelbild dieses Heftes geben davon einen Begriff.

Ein Blick in das Innere der Geräte läßt trotz der Verschiedenartigkeit der Verwendungszwecke eine gewisse Einheitlichkeit erkennen. Es herrscht die Bausteinbauweise vor; die Geräte sind also aus einzelnen Baugruppen zusammengesetzt, die getrennt voneinander montiert und verdrahtet und dann erst in einem Gestell oder Rahmen zum Gesamtgerät zusammengefaßt werden (siehe Bilder 3, 5 und 6).

Wo es auf äußerste mechanische Stabilität ankommt, wie zum Beispiel bei einem

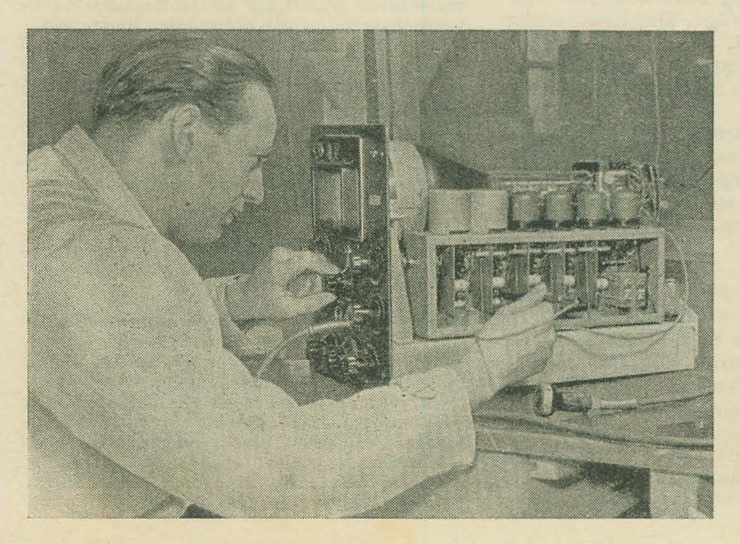


Bild 1: Das Ultraschallmaterialprüfgerät Typ 9002 für Materialuntersuchungen in einem Tiefenbereich von 50 mm bis 5 m

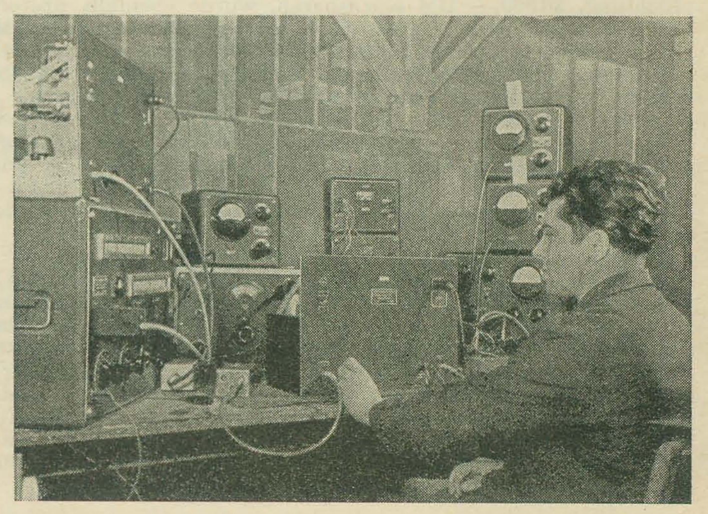
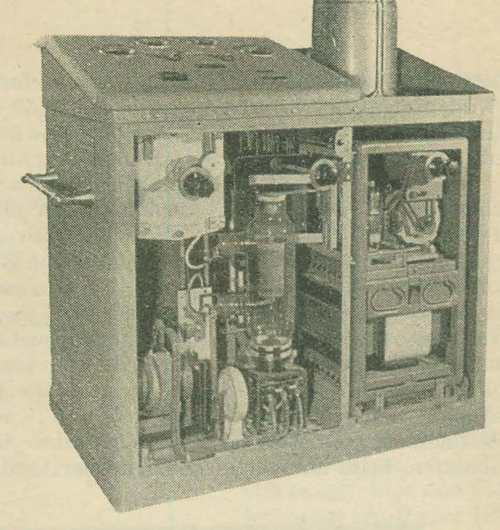
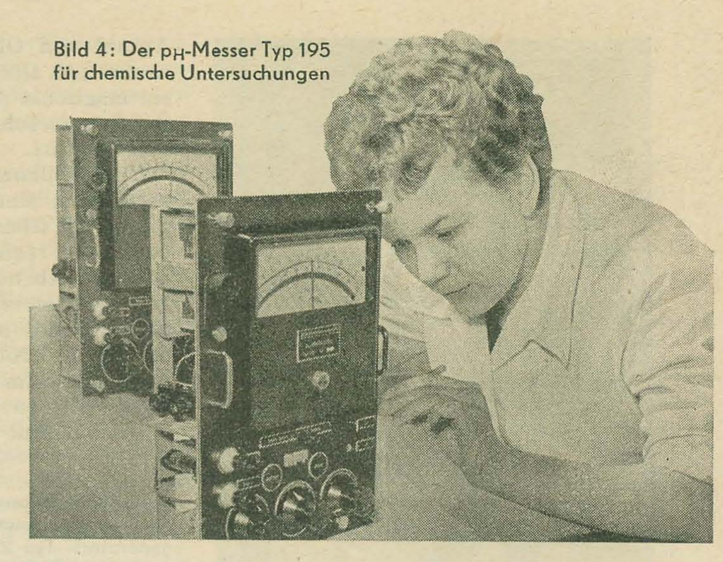


Bild 2: Im Prüffeld findet die Endprüfung eines Meßverstärkers Typ 160 (20 Hz bis 200 kHz, Verstärkung > 25000) statt

Meßgeräten


Bild 3: Ultraschall-Leistungsgenerator Typ 602 für industrielle Zwecke


Bild 4: Der p_H-Messer Typ 195 für chemische Untersuchungen

UKW-Frequenzhubmesser (Bild 11), wird der Aufbau in einem massiven Leichtmetallgußgehäuse vorgenommen.

Sehr anschaulich treten die grundsätzlichen Unterschiede, die aus den Betriebsfrequenzen der Geräte resultieren, schon im ersten Anfangsstadium zutage. Für den Niederfrequenzbereich kann beim Versuchsgerätebau ohne weiteres der Brettaufbau angewendet werden. Bild 12 läßt erkennen, daß man bei dem ersten Laboraufbau eines Toleranzmeßgerätes für Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten mit einer Meßfrequenz von 20 kHz mit ruhigem Gewissen einen mäßigen „Drahtverhau" zulassen kann. Um jeden Zentimeter Leitungslänge muß dagegen bei höheren und höchsten Frequenzen gekämpft werden. Sicherster Kontakt und unverrückbarer Aufbau der Einzelteile kennzeichnen hier schon den Versuchsaufbau.

Besonders hervorstechend ist die Sorgfalt, die man der Genauigkeit der mechanischen Antriebe widmet. Bild 9 vermittelt einen Einblick in den Skalentrieb und die Umschaltmechanik der Trommellinearskala eines Allwellenempfängers für den Frequenzbereich von 30 kHz bis 35 MHz. Auch Bild 8 (UKW-Leistungsgenerator Typ 2002) läßt erkennen, daß mit steigender Frequenz das Verhältnis von mechanischem zu elektrischem Aufwand immer größer wird. Dies gilt natürlich ganz besonders für Meßgeräte.

Die Fertigung der mechanischen Teile unterscheidet sich nicht wesentlich von den entsprechenden Vorgängen der Rundfunkgeräteproduktion. Ein umfangreicher Maschinenpark gestattet, die gesamten Bauteile bis auf wenige Ausnahmen selbst zu fertigen. Ein Spezialzweig ist wiederum das Herstellen der Skalen für alle in Frage kommenden Zwecke. Auf Graviermaschinen (Bild 7) oder von Hand (Bild 10) werden die individuell geeichten und vorgezeichneten Skalen dauerhaft und gut erkennbar fixiert.

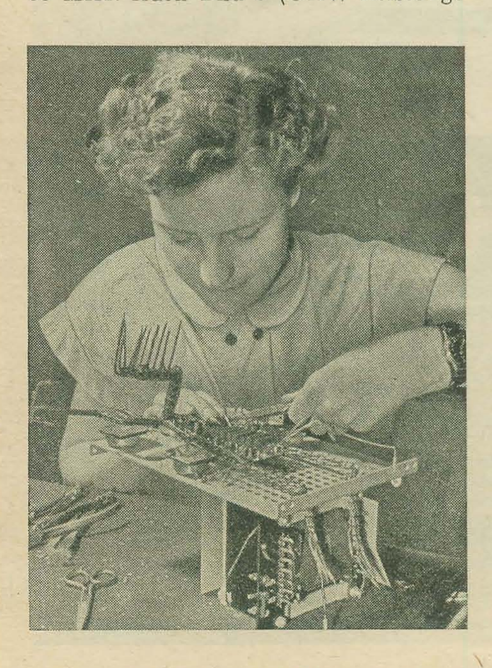
Beim Verdrahten werden hauptsächlich Kabelbäume verwendet. Diese werden vorher in Schablonen fertig gelegt und gebündelt und gewährleisten eine ausgezeichnete Stabilität und Übersichtlichkeit des Verdrahtungsraumes (Bild 5).

Außerordentlich wichtig ist das Prüfen der zu verwendenden Bauelemente, also Widerstände, Kondensatoren, Spulen und so weiter.

Nach beendeter Montage durchlaufen die Geräte das Prüffeld und die Gütekontrolle. Hier erfolgen der Abgleich, das Eichen und das Überprüfen auf ihre technischen Daten. Nach einer Lagerzeit von einigen Wochen finden die endgültigen Meßreihen statt, um festzustellen, ob die Geräte allen betrieblichen Erfordernissen mechanischer und elektrischer Art genügen. Erst dann verlassen sie das Werk.

Das Produktionsprogramm des Betriebes ist umfassend, sowohl was die verschiedenen Verwendungszwecke der Geräte betrifft als auch in bezug auf ihre Größe. Von Bauelementen für die Meßtechnik, wie zum Beispiel Meßübertragern, über normale HF-Meßgeräte und elektronische Sondermeßgeräte (siehe Bild 4) bis zu großen Ultraschall-Leistungsgeneratoren für industrielle Zwecke (Bild 3) sind alle notwendigen Geräte vertreten, die für die Funktechnik und Elektronik gebraucht werden.

Auch für das relativ junge Gebiet der UKW-Technik wird bereits eine Auswahl von Präzisionsgeräten hergestellt; so zum Beispiel der UKW-Absorptionsfrequenzmesser Typ 182 für den Frequenzbereich von 10 bis 300 MHz, der UKW-Empfängerprüfgenerator Typ 184 (77 bis 110 MHz), der AM- und FM-UKW-Meß-



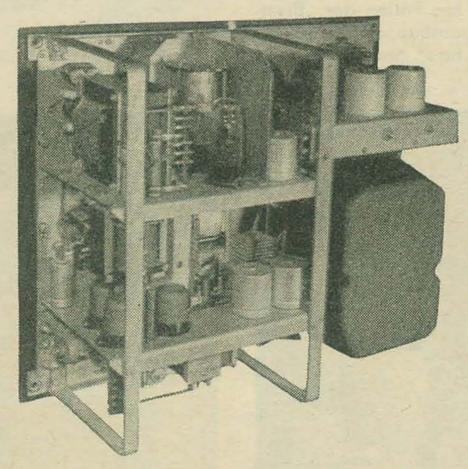
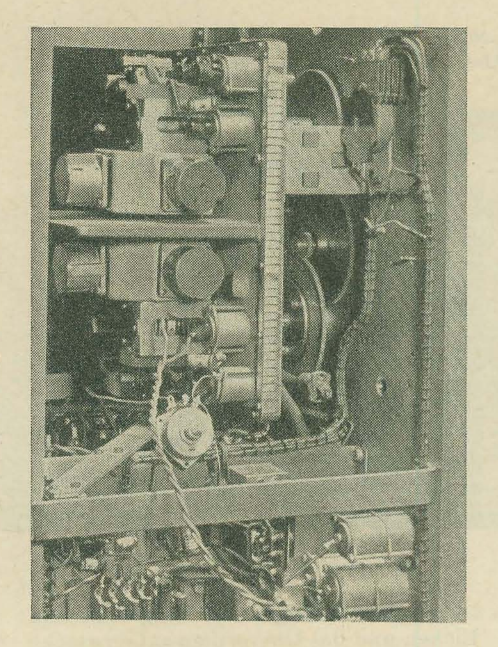




Bild 5 (links): Die Verdrahtung geschieht mit vorbereiteten Kabelbäumen

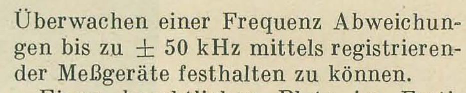
Bild 6 (Mitte): UKW-Frequenzhubmesser Typ 185

Bild 7 (rechts): Auf der Graviermaschine werden Skalen hergestellt



Anzahl von Oberwellen dient die Verzerrerstufe. Die Nullanzeige erfolgt durch ein magisches Auge oder mit Hilfe eines Kopfhörers, sofern die Eingangsspannung sehr klein ist.

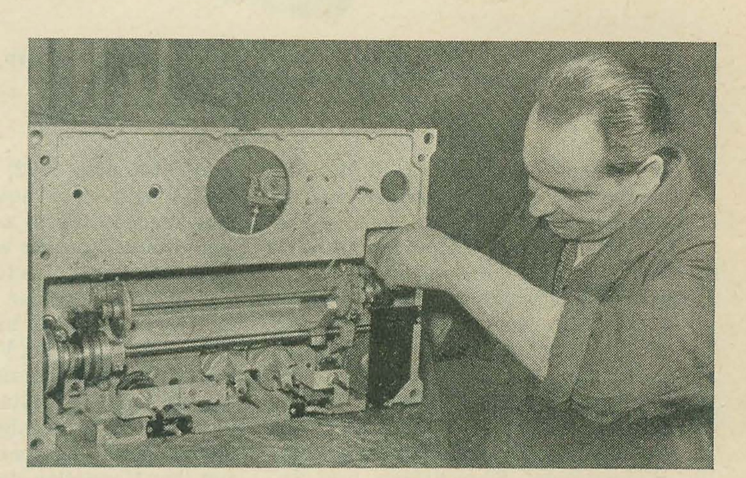
Um Fehlanzeigen durch Brumm zu vermeiden, sind Misch- und Oszillatorröhren mit Gleichstrom geheizt. Der Tiefpaß hält Frequenzen über etwa 50 kHz vom Breitbandanzeigerverstärker fern. Der Anzeigeverstärker umfaßt dieses breite Band, um einmal beim Durchdrehen des Grobmessers rechtzeitig einen Ausschlag beim Annähern an eine Schwebungsstelle zu bekommen, und um die Möglichkeit zu schaffen, beim laufenden



Überwachen einer Frequenz Abweichungen bis zu $\pm$ 50 kHz mittels registrierender Meßgeräte festhalten zu können.

Einen beachtlichen Platz im Fertigungsprogramm des Funkwerkes Erfurt nehmen auch die Ultraschallgeräte ein. Sie dienen entweder zum Bearbeiten oder Vorrichten von Werkstoffen, wie zum Beispiel das Ultraschall-Lötgerät Typ 610 und der für beliebige Zwecke entwickelte Ultraschallgenerator Typ 9003, oder aber zu Meßzwecken. Die Materialuntersuchungsgeräte bedienen sich der Tatsache, daß bei Fremdeinschlüssen, Lunkern usw. in Gußteilen der Schallwellenwiderstand einen anderen Wert

← Bild 8: Seitenansicht des UKW-Leistungsgenerators Typ 2002 (rechts die Zahnräder des Skalenantriebs)



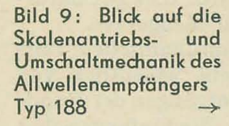


Bild 9: Blick auf die Skalenantriebs- und Umschaltmechanik des Allwellenempfängers Typ 188 →

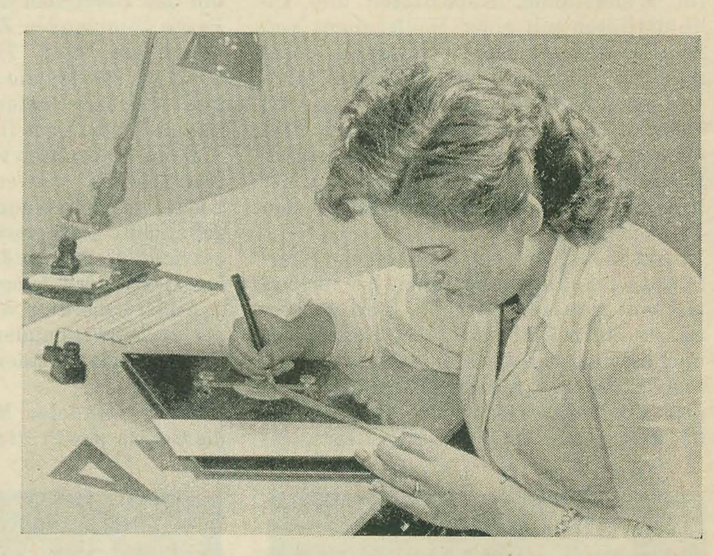
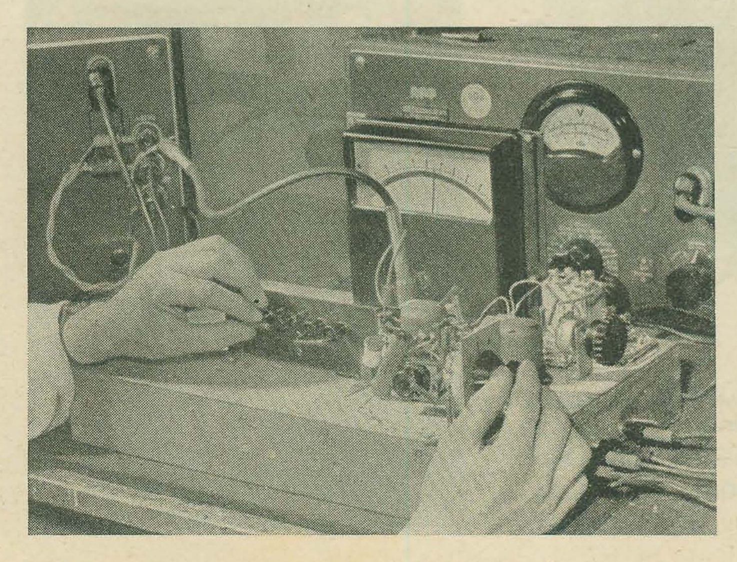


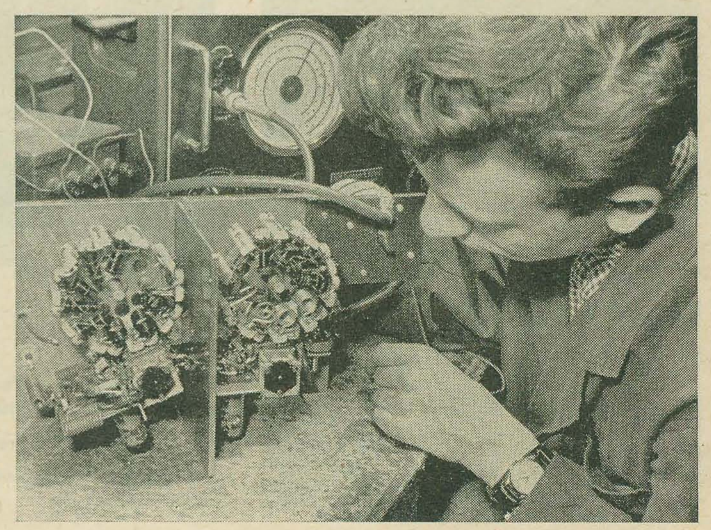
Bild 10: Skalen für Meßinstrumente werden von einer Vorlage als Verkleinerung abgenommen →

Bild 11 (unten rechts): UKW-Geräte müssen schon im Laboraufbau äußerst stabil aufgebaut sein

Bild 12: Im Niederfrequenzbereich ist in vielen Fällen der „Brettaufbau mit Drahtverhau" anzuwenden ↓

generator Typ 2006, der den Frequenzbereich von 10 bis 240 MHz umfaßt und der Frequenzhubmesser Typ 185 zum Untersuchen von frequenzmodulierten Sendern. Um zu zeigen, welcher Aufwand getrieben werden muß, bestimmte Forderungen zu erfüllen, ist es vielleicht von Interesse, auf den grundsätzlichen Aufbau und die Funktion eines solchen Gerätes etwas näher einzugehen. Der UKW-Frequenzmesser Typ 183 dient zum Bestimmen von Frequenzen im Bereich von 20 bis 300 MHz, der bei Verwendung von Oberwellen des Grobmessers bis etwa 2000 MHz erweitert werden kann. Das Blockschaltbild dieses Gerätes zeigt Bild 13. Die zu messende Frequenz kann durch Überlagern mit der im Grobmesser erzeugten Frequenz zunächst auf $\pm$ 0,3% bestimmt werden. Darauf bringt man sie mit je einer Oberwelle von zwei im Feinmesser eingestellten Frequenzen auf Schwebungsnull und kann dann rechnerisch den unbekannten Wert feststellen. Mit dem Quarzoszillator, der eine Normalfrequenz von 100 MHz $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ abgibt, kann der Feinmesser durch Verschieben der Skala vor Gebrauch genau geeicht werden. Die Meßunsicherheit beim Messen mit dem Feinmesser liegt unter $2 \cdot 10^{-4}$. Zum Erzeugen einer genügenden





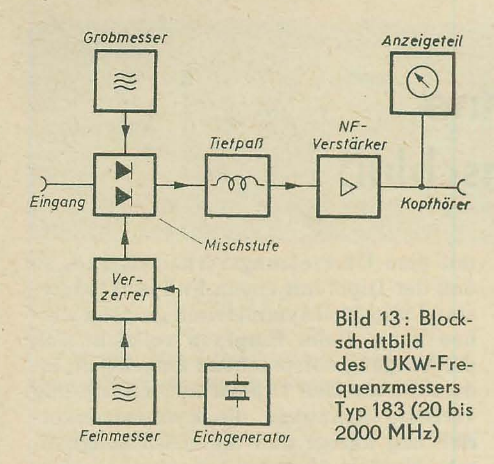


Bild 13: Blockschaltbild des UKW-Frequenzmessers Typ 183 (20 bis 2000 MHz)

hat als im Gußmaterial selbst. Dadurch entstehen Reflexionen, aus deren Amplitude und Laufzeit man auf Größe, Lage und Art der Materialfehler schließen kann. Es werden also Ultraschallimpulse ausgesendet, und oszillografisch stellt man die Zeit fest, die bis zum Empfang des reflektierten Impulses vergeht (Bild 1). Der Ultraschalldickenmesser Typ 611 verwendet eine stetig veränderliche Frequenz und gibt durch das Auftreten stehender Wellen bei einer bestimmten Wellenlänge die Dicke des zu untersuchenden Materials an. Auch ein Ultraschallgeber für biologische Zwecke wird gefertigt.

Der p_H-Messer Typ 195, den wir als letztes Gerät besonders erwähnen wollen (siehe Bild 4), dient zum Feststellen der Wasserstoffionenkonzentration wäßriger Lösungen, wodurch die Stärke von Säuren und Basen gekennzeichnet wird. Er wird vor allem in chemischen und landwirtschaftlichen Instituten, so zum Beispiel zum Untersuchen von Böden, angewendet.

Ein großer Teil der im VEB Funkwerk Erfurt hergestellten Geräte wird in andere Länder exportiert. Die Qualität der Erzeugnisse dieses wichtigen funktechnischen Spezialbetriebes gibt sowohl in Deutschland als auch im Ausland den Benutzern und Interessenten die Gewißheit, daß der Fortschritt der Hochfrequenztechnik in der Deutschen Demokratischen Republik nicht nur Schritt hält mit den Leistungen der auf diesem Gebiet tonangebenden Länder, sondern diese sogar teilweise übertrifft. So helfen die Werktätigen dieses Betriebes erfolgreich mit, die wirtschaftliche Anerkennung unserer Republik allen Gegnern zum Trotz zu erringen und die friedlichen Beziehungen zu anderen Völkern zu festigen.

Die Fernbedienung des Fernsehempfängers

Erfahrungsgemäß ist es immer schwierig, Helligkeit und Kontrast eines Fernsehbildes richtig einzustellen, wenn man dicht am Fernsehgerät steht. Besonders bei großen Bildröhren mit 43- oder 53-cm-Schirmdiagonale muß zwischen Betrachter und Bildschirm ein Abstand von einigen Metern vorhanden sein, um die genannten Größen optimal einzuregeln. Es ist natürlich auch eine besondere Annehmlichkeit, von einem bequemen Sessel aus Bild und Ton eines Fernsehempfängers den persönlichen Wünschen entsprechend zu ändern, sofern sich eine Notwendigkeit dazu ergeben sollte.

Aus den geschilderten Gründen besitzen viele Fernsehempfänger auf der Geräterückseite Anschlußmöglichkeit für eine Fernbedienungseinrichtung. Die Firma Graetz, Altena in Westfalen, liefert für ihre Fernsehempfänger einen Fernbedienungsteil, mit dem außer Helligkeit und Kontrast des Fernsehbildes noch die Lautstärke des Begleittones bis zu 6 m entfernten Stelle aus geregelt werden kann. Besonders vorteilhaft ist es, daß neben der stetigen Regelung der Lautstärke noch ein besonderer Ein-Aus-Schalter das Abschalten des Begleittones erlaubt, ohne die Stellung des Lautstärkereglers zu verändern. Für das Ein- und Ausschalten ist ein Knopf vorhanden, der bedient wird, um bei unerwünschten Sendungen oder vielleicht während eines Telefonanrufes den Ton abzuschalten (Bild 1).

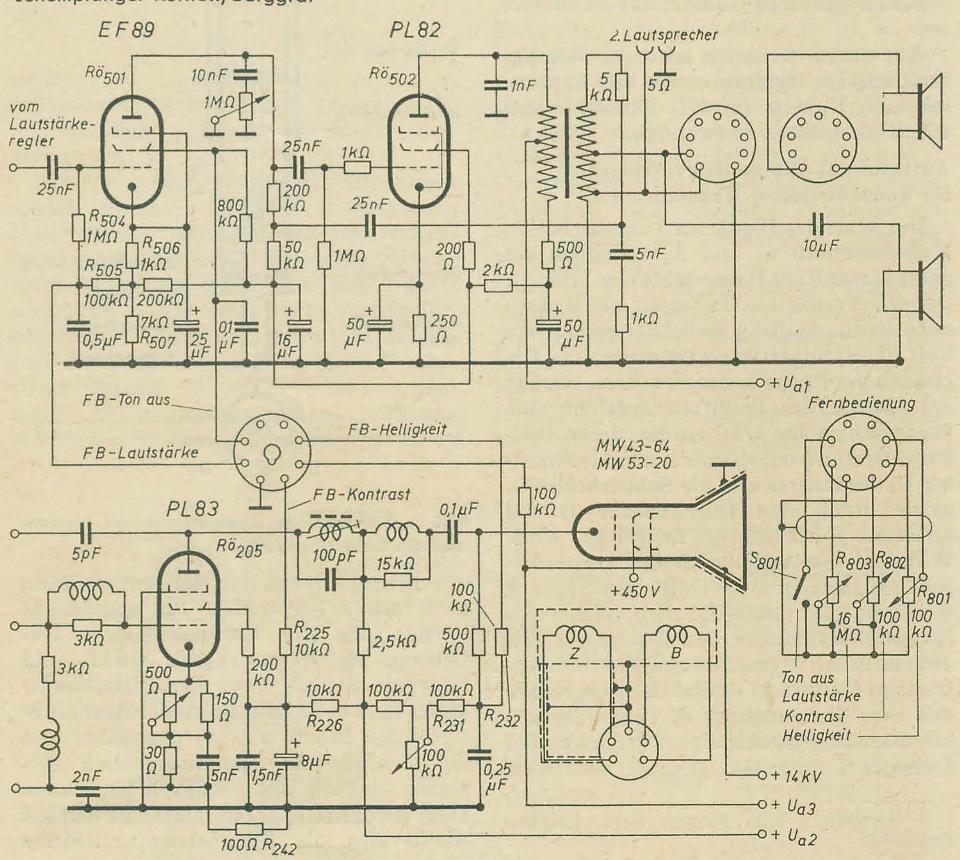
Die Niederfrequenz wird der Vorverstärkerröhre (Rö$_{501}$) über einen Lautstärkeregler zugeführt und gelangt von dort über die Endröhre PL 82 und den Ausgangstransformator an die Lautsprecherkombination (Bild 2). Bei Anschluß der Fernbedienung wird die EF 89 zur Lautstärkeregelung mitbenutzt. Bei nicht angeschlossener Fernbedienung ist das Gitter 1 dieser Röhre gleichstrommäßig auf den Punkt zwischen den Widerständen R_{506} und R_{507} bezogen. Als Gitterspannung ist daher nur der Spannungsabfall an R_{506} wirksam. Durch den Lautstärkeregler der Fernbedienung R_{803} wird der Punkt zwischen den Widerständen R_{504} und R_{505} beim Leisestellen in zunehmendem Maße auf Massepotential gebracht, wodurch jetzt auch der Spannungsabfall an R_{507} als Gitterspannung wirksam und die Verstärkung der Röhre heraufgesetzt wird.

Zur Fernbedienung des Bildkontrastes wird durch das im Fernbedienungsteil eingebaute Potentiometer R_{802} die Schirmgitterspannung und damit der mittlere Anodenstrom der Videoendröhre PL 83 (Rö$_{205}$) über den Spannungsteiler R_{225}, R_{226} geändert. Hierdurch ändert sich auch der Spannungsabfall an R_{242} und damit der Arbeitspunkt der Taströhre. Über die Auftaströhre werden damit die ZF-Verstärkung und der Kontrast geändert. Zur Regelung der Grundhelligkeit dient der in der Fernbedienung vorgesehene veränderliche Widerstand R_{801}. Die Spannung an der Katode der Bildröhre wird durch den aus den Widerständen R_{231}, R_{232} und R_{801} gebildeten Spannungsteiler bestimmt.

Als Besonderheit sei noch erwähnt, daß der Lautstärkeregler und der Ein-Aus-Schalter für den Ton auch bei Rundfunkempfang oder Schallplattenwiedergabe bei Anschluß der Fernbedienung an die Fernseh-Rundfunkkombination wirksam bleibt. *tae-*

Bild 1: Fernbedienungszusatz für die Fernsehempfänger der Firma Graetz

Bild 2: Schaltung der Fernbedienung im Fernsehempfänger Kornett/Burggraf



Dipl.-Ing. ERNST MISSLER

Breitbandige Richtantenne mit konzentrischem Kabelanschluß

Allgemeines

Antennen haben die Aufgabe, elektromagnetische Energie auszustrahlen bzw. zu empfangen. In der Fernseh- und UKW-Technik werden jetzt meist als Antennen Schleifendipole verwendet, die zum Erhöhen der Richtwirkung noch einen Reflektor und vielfach auch einen Direktor erhalten. Die Dipole werden durch ein symmetrisches Bandkabel mit dem Gerät verbunden.

Frequenzbänder, die zum Übertragen des UKW-Rundfunks und des Fernsehens vorgesehen sind, haben eine Bandbreite von etwa $\pm 10\%$. Es ist deshalb schwierig, mit einem Schleifendipol, der verhältnismäßig wenig gedämpft ist, den gesamten Frequenzbereich eines Bandes zu übertragen. Besonders bemerkbar macht sich das in Gegenden mit geringer Empfangsfeldstärke. Diese Schwierigkeiten werden bei großen Fehlanpassungen des symmetrischen Bandkabels noch gesteigert. Das Bandkabel besitzt an sich schon eine Reihe von Nachteilen, da es nicht abgeschirmt und gegen Störspannungen anfällig ist. Der Wellenwiderstand ist nicht konstant und weiteren Schwankungen unterworfen, die durch Isolationsstützen, Durchführungen durch Wände und Fenster und Verlegungen längs der Gebäudeteile hervorgerufen werden. Außerdem verändern Luft, Sonne, Ruß und Rauchgase die elektrischen und dielektrischen Eigenschaften des Kabels und wirken auf den hochpolimeren Isolierstoff verändernd ein.

Aus diesen Gründen ist es notwendig, breitbandige Richtantennen mit konzentrischen Kabeln in der Fernseh- und UKW-Technik zu verwenden.

Antenne mit Symmetriervorrichtung für konzentrischen Kabelanschluß

Die Arme des Dipols für konzentrischen Kabelanschluß A_1 und A_2[1]) sind an ein geschlitztes Rohr R angeschlossen (Bild 1), das gleichzeitig als Halterohr der Antennenanordnung dient, wobei der geschlitzte Teil die Symmetriervorrichtung ist. Die elektrische Länge l_s des Schlitzes beträgt $\lambda/4$. Durch das Schlitzen entsteht eine kurzgeschlossene $\lambda/4$-Leitung, deren Wellenwiderstand durch den Innendurchmesser D_s des Rohres und die Schlitzbreite B_s sowie durch den Durchmesser D des äußeren Schutzrohres festgelegt wird. Während der Außenleiter des konzentrischen Kabels an einer beliebigen Stelle A des Halterohres befestigt wird, ist der verlängerte Innenleiter des Kabels an den Dipolarm A_2 angeschlossen. Zur konzentrischen Halterung besitzt der Innenleiter mit dem Durchmesser d_s einige Isolierscheiben oder ist mit einem verlustarmen Isolierstoff umgeben. Hierbei muß man darauf achten, daß der Wellenwiderstand $Z = 70\ \Omega$ stets eingehalten wird. Für eine konzentrische Leitung errechnet er sich aus:

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{D_s}{d_s} \text{ in } \Omega.$$

Für Luft mit $\varepsilon = 1$ ist das Durchmesserverhältnis $D_s/d_s = 3{,}2$. Für Scheiben aus einem Isolierstoff mit der Dielektrizitätskonstanten $\varepsilon = 2{,}4$ beträgt $D_s/d_s = 6{,}1$.

Wird über das Kabel elektromagnetische Energie zugeführt, so entsteht am offenen Ende der kurzgeschlossenen $\lambda/4$-Leitung ein Spannungsbauch und entsprechend der sinusförmigen Spannungsverteilung am Ende des Schlitzes an der Kurzschlußstelle ein Spannungsknoten, so daß das Halterohr wie auch der metallische Außenleiter des Kabels mit der Erde verbunden werden können. Zum Schutz gegen das Abfließen von Hochfrequenzenergie längs des Halterohres kann noch ein $\lambda/4$-Sperrtopf Sp angebracht werden. Da eine kurzgeschlossene $\lambda/4$-Leitung als Resonanzkreis wirkt, und zwar als Strom- bzw. Parallelresonanzkreis, muß zwangsläufig an der Anschlußstelle des Dipolarmes A_1 gegenüber von A_2 ebenfalls ein Spannungsbauch entstehen, jedoch mit umgekehrter Phase. Das geschlitzte, $\lambda/4$ lange Rohrstück wirkt also als Symmetriervorrichtung mit dem Übersetzungsverhältnis 1 : 1, so daß der Dipol mit einem Fußpunktwiderstand von 70 Ω symmetrisch gespeist werden kann. Beim Empfang vollzieht sich der Vorgang entsprechend umgekehrt, indem die auf den Dipolarmen sinusförmig verteilte Spannung die Symmetriervorrichtung anregt und die elektromagnetische Energie über das konzentrische Kabel dem Empfänger zugeführt wird.

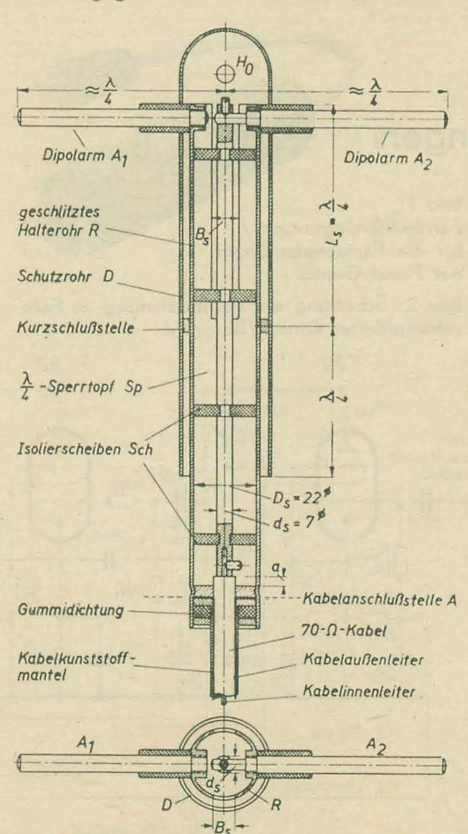


Bild 1: Breitbandige Richtantenne mit konzentrischem Kabelanschluß

An der Kabelanschlußstelle A stimmen die Abmessungen des konzentrischen Speisekabels meist nicht mit den Abmessungen des Halterohres überein. Um Stoßstellen zu vermeiden, muß ein reflexionsarmer Übergang vorhanden sein. Der dünne Innenleiter des Kabels wird in die Bohrung des Innenleiters d_s des Halterohres eingeführt und durch seitliche Madenschrauben gehalten. Der Außenleiter des Kabels wird durch Klemmen gegen die Scheibe mit dem Halterohr verbunden. Durch eine Dichtung kann der Kabelanschluß gegen Feuchtigkeit geschützt werden. Wesentlich für einen stoßarmen Übergang ist außer dem richtigen Durchmesserverhältnis der Scheibe der versuchsmäßig ermittelte Abstand a. Hierbei gilt als Montagevorschrift für das Kabel, daß die Isolation bis an den Innenleiter d_s geführt wird. Damit das Kabel vor Wind und Feuchtigkeit geschützt ist, kann es innerhalb des Standrohres der Antenne geführt und unmittelbar auf den Wänden bis zum Geräteanschluß verlegt werden.

Der obere Teil des Halterohres, der die Symmetriervorrichtung enthält, ist durch ein äußeres Rohr geschützt. Die Arme des Dipols sind isoliert durchgeführt. Durch das Loch H_0 kann das Halterohr für den Reflektor und Direktor befestigt werden. Die gesamte Antennenanordnung liegt somit auf Erdpotential.

Messung der Antennenanpassung

Die Untersuchung der Antenne erfolgt durch eine Anordnung nach Bild 2. Der in dem geforderten Frequenzbereich veränderbare Hochfrequenzgenerator speist über ein kurzes Kabel und die Meßleitung sowie ein Verbindungskabel die Antenne. Die Meßleitung stellt ein Leitungsstück mit konstantem, bekannten Wellenwiderstand Z dar. Durch Verschieben einer Abtastvorrichtung, zum Beispiel eines Stiftes als kapazitive Sonde oder einer kleinen Koppelschleife, die in den Längsschlitz der Meßleitung ragt, kann man an jeder

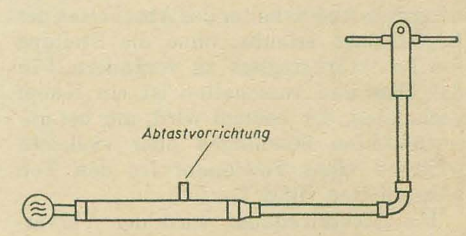


Bild 2: Antennenmeßanordnung mit Meßleitung

[1]) Hersteller: Wilh. Ninger, Gera, Leibnizstraße 72.

Stelle die Spannung bzw. den Strom relativ messen. Bei offener oder kurzgeschlossener Leitung, also bei kapazitiver oder induktiver Belastung, entstehen durch die Reflexion am Leitungsende stehende Wellen, deren Spannungs- bzw. Strombäuche und -knoten leicht und genau durch Verschieben des Abtastkopfes mit dem Anzeigeinstrument bestimmt werden können. Bei reflexionsfreiem Abschluß der Leitung durch einen rein ohmschen Widerstand von der Größe des Wellenwiderstandes der Meßleitung treten fortschreitende Wellen auf. Die Spannungs- bzw. Stromverteilung längs der gesamten Meßleitung ist dann konstant. Die Leitung ist angepaßt. Zwischen rein ohmscher, kapazitiver und induktiver Belastung sind verschiedene Belastungszustände möglich. Als Maß für die Fehlanpassungen dient das Wellenverhältnis $m = \frac{U_{max}}{U_{min}}$. Wird durch eine Messung das Wellenverhältnis m und die Entfernung l zwischen dem Spannungsminimum auf der Meßleitung und dem Antenneneingang als der Stelle des Belastungswiderstandes $\mathfrak{R}_1$ ermittelt, so ergibt sich nach der Leitungstheorie der komplexe Antenneneingangswiderstand

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{R_1 + j X_1}{Z}$$

aus der Beziehung:

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{Z\left(\frac{R_2}{Z} + j \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_0}\right)}{\left(1 + j \frac{R_2}{Z} \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_0}\right)}$$

Dabei ist $R_2/Z = m$. Zur schnellen Ermittlung des Realteiles R_1/Z und des imaginären Teiles X_1/Z ist es vorteilhaft, die Ortskurve der obigen Beziehung als Widerstandskreisdiagramm (Bild 3) zeichnerisch darzustellen, wobei Werte des Wellenverhältnisses m bis 2 genügen. Mit Rücksicht auf die Stabilität der Eingangskreise im Empfänger und im Sender sowie auf die Unabhängigkeit von der Kabellänge ist eine Fehlanpassung von m = 1,3 zulässig. Sonst werden bei größeren Fehlanpassungen Widerstandstransformationen durch das Kabel hervorgerufen. Für die Reichweite ist eine Fehlanpassung, selbst wenn sie m = 3 überschreiten würde, nicht von so großer Bedeutung. Bei den Messungen ist darauf zu achten, daß die Antenne im Raum so freistrahlend aufgestellt ist, daß keine Störungen durch Reflexionen an benachbarten Gebäuden auftreten.

Breitbandigkeit

Wenn mittels einer symmetrischen Meßleitung der Eingangswiderstand des Dipols allein in Abhängigkeit von der Frequenz bestimmt wird, ergibt sich als Blindwiderstandsanteil X_1 ein Verlauf etwa nach Kurve a des Bildes 4. Wird nun ein Parallelresonanzkreis im Speisepunkt des Dipols angeschaltet, dessen Blindwiderstandsverlauf von der Frequenz nach der Kurve b des Bildes 4 abhängt, so kann, wie ersichtlich ist, dadurch der Blindanteil des Dipols über einen größeren Frequenzbereich kompensiert werden. Es verbleibt dann allein als ohmscher Nutzwiderstand der Strahlungswiderstand des Dipols.

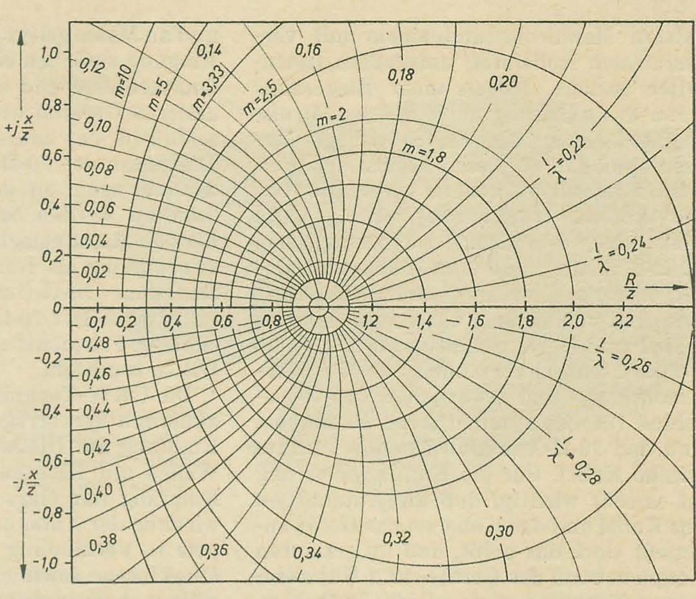


Bild 3: Kreisdiagramm des komplexen Widerstandes

Da im vorliegenden Fall die geschlitzte, $\lambda/4$ lange Symmetrierleitung am Dipol als Parallelresonanzkreis wirkt, so kann durch sie die Kompensation des Blindwiderstandes des Dipols in einem weiten Frequenzbereich erreicht werden. Das geschlitzte Halterohr wirkt also nicht nur als Symmetriervorrichtung, sondern dient zugleich auch zur Blindwiderstandskompensation. Die Antennenanordnung besitzt also die gewünschte Breitbandigkeit, das heißt, in dem geforderten Frequenzbereich ist das Wellenverhältnis möglichst konstant und liegt unter dem zulässigen Wert.

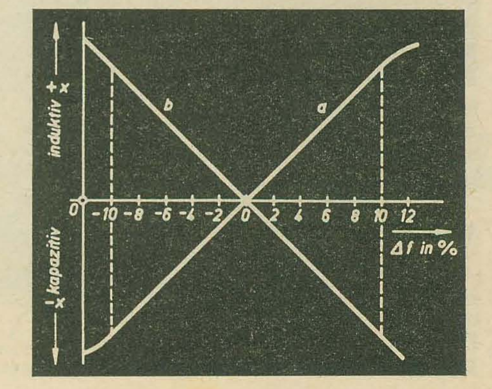
Während sich durch Verändern der Schlitzlänge l_s die Kurve b parallel zur waagerechten Achse verschiebt, wird durch den Wellenwiderstand des kurzgeschlossenen $\lambda/4$ langen Leitungsstückes, also durch den Rohrinnendurchmesser D_s und die Schlitzbreite B_s, die Neigung der Kurve b bestimmt, so daß stets die gewünschte Kompensation durchgeführt werden kann. Die Länge der Dipolarme und auch deren Durchmesser bestimmen den Verlauf der Kurve a, ebenso, falls vorhanden, die Abmessungen und Abstände des Reflektors und Direktors vom Speisedipol. Um ein Rundstrahlungsdiagramm zu erhalten, können an jedes Ende der Symmetriervorrichtung je zwei zueinander senkrechte Dipole angeschlossen werden, so daß sich eine Kreuzdipolanordnung ergibt.

Konzentrisches Kabel

Zum Verbinden der Antenne mit dem Gerät dient ein konzentrisches Kabel, dessen Wellenwiderstand $Z = 70 \pm 3\,\Omega$ beträgt. Es ist zweckmäßig, $Z = 70\,\Omega$ zu wählen, da der Strahlungswiderstand des viel verwendeten $\lambda/4$-Strahlers $R = 73{,}2\,\Omega$ beträgt und weil mit Rücksicht auf die Dämpfung und den Materialaufwand das Durchmesserverhältnis D/d der konzentrischen Leitung für den Wellenwiderstand, der sich aus $Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{D}{d}$ in Ω errechnet, optimal bei $Z \approx 70\,\Omega$ liegt. Derartige Kabel können für einen weiten Frequenzbereich mit einem Wellenverhältnis von $m \leqq 1{,}10$ einschließlich der Kabelanschlußverbindungen und des 70-Ω-Abschlußwiderstandes beim Prüfen mittels einer Meßleitung hergestellt werden, was auf eine große Konstanz des Wellenwiderstandes hindeutet. Der VEB Kabelwerk Vacha fertigt zum Beispiel ein flexibles Vollkabel Nr. 976 s an. Der Kupferinnenleiter mit einem Durchmesser von d = 1,8 mm ist mit einem verlustarmen Isolierstoff umpreßt. Als Außenleiter dient ein möglichst versilbertes Kupferbandgeflecht mit dem Durchmesser von D = 10 mm, das selbst im Dezimeterwellenbereich ausreichend hochfrequenzdicht ist. Das Kabel ist durch einen Kunststoffmantel gegen Beschädigungen und Feuchtigkeit geschützt, wobei sich ein Außendurchmesser von etwa 15,5 mm ergibt. Die Dämpfung des Kabels beträgt bei der Wellenlänge von $\lambda = 3$ m entsprechend f = 100 MHz $\beta = 4$ N/km, bei $\lambda = 50$ cm $\beta \approx 16$ N/km und bei $\lambda = 20$ cm $\beta \approx 25$ N/km. Der Energieverlust durch das Verbindungskabel zwischen Antenne und Gerät kann also je nach Länge und Auswahl des Kabels für einen vorgegebenen Frequenzbereich einen erheblichen Anteil der Empfangs- bzw. Sendeleistung darstellen.

Da der Außenleiter des konzentrischen Kabels auf Erdpotential liegt und Störspannungen völlig abschirmt, kann das Kabel wie in der üblichen Installationstechnik mittels Schellen an den Gebäudeteilen verlegt werden. Aus elektrischen und volkswirtschaftlichen Gründen erscheint es zweckmäßig, als konzentrische Hochfrequenzleitung die in der Elektrotechnik übliche und in der Herstellung einfache und billige Rohrdrahtleitung zu verwenden, die aus einem zusammenge-

Bild 4: Blindwiderstandsverlauf
a) der Antenne
b) der Symmetriervorrichtung



falzten Metallrohr und einem mit verlustarmem Isolierstoff umpreßten Innenleiter besteht. Mittels einer Biegezange kann diese Leitung auch mit verhältnismäßig kleinem Biegeradius verlegt werden, ohne daß an diesen Stellen der Wellenwiderstand verändert wird. Die von der Antenne kommende Leitung kann über einen stoßarmen, konzentrischen 70-Ω-Steckanschluß unmittelbar zum Gerät oder zu einer konzentrischen Steckdose und von da über ein kurzes flexibles Kabel zum Gerät geführt werden.

Die Geräte haben meist zwei UKW-Anschlüsse, und zwar den 300-Ω-Anschluß für das symmetrische Bandkabel und den 70-Ω-Anschluß für das konzentrische Kabel. Für die Empfangsleistung ist es sehr wichtig, daß die Antenne an das Kabel und das Kabel an das Gerät angepaßt sind, das heißt, daß im gesamten Frequenzband der Geräte- und Kabeleingangswiderstand stets gleich 70 Ω bzw. 300 Ω ist. Bei manchen Geräten ist die Mitte der 300-Ω-Eingangsspule angezapft und an Masse gelegt, so daß sich der 70-Ω-Eingang zwischen einem der beiden Spulenanschlüsse und der Masse ergibt. Bei anderen Geräten wiederum fehlt der Anschluß für das konzentrische 70-Ω-Kabel. Hier kann der 70-Ω-Eingang durch etwa 2 Windungen auf der Eingangsspule geschaffen werden, indem das eine Ende kurz an Masse gelegt und das andere Ende zweckmäßig als Innenleiter an eine konzentrische 70-Ω-Geräteanschlußdose geführt wird. Der 70-Ω-Eingang für den gesamten Frequenzbereich ist experimentell zu ermitteln.

Die UKW-Technik strebt einen elektroakustisch hervorragenden, störungsfreien Empfang an. Die scharfe Bündelung der Wellen mit Richtantennen bedeutet den Empfang nur eines Senders. Die Richtwirkung der Antennen läßt sich durch Dipole in Verbindung mit Reflektoren und Direktoren sowie Kombinationen derartiger Antennenanordnungen erreichen. Gewohnt vom Lang-, Mittel- und Kurzwellenempfang, bei dem auch das Antennenproblem nicht so im Vordergrund steht wie beim UKW-Empfang, wünscht der Hörer jedoch vielfach den Empfang mehrerer UKW-Sender. Das bedingt drehbare Richtantennen oder Rundstrahlantennen. Da der UKW-Empfang hauptsächlich auf der Ausbreitung der Wellen auf Sichtweite beruht und der Empfang in größeren Entfernungen und in Tälern nur der Beugung der Wellen zu verdanken ist, läßt sich der Empfang von mehreren UKW-Sendern nicht immer ermöglichen. Der einwandfreie, rauscharme Empfang von drei bis vier Sendern mit einem empfindlichen Empfangsgerät und einer nicht allzu scharf bündelnden Antenne bei einer nicht allzu ungünstigen örtlichen Lage kann als sehr zufriedenstellend bezeichnet werden. Leider wird noch immer der UKW-Rundfunk- und Fernsehempfang durch nicht entstörte Motoren, HF-Heilgeräte usw. trotz der am 1. 1. 1955 in Kraft getretenen Verordnung über die Funkentstörung häufig erheblich beeinträchtigt.

Eine einfache Fernsehkamera als Empfängerzusatz

In dem Beitrag „Industrielles Fernsehen, Anwendung und Anlagen" [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1955) S. 198 ff.] wurde gezeigt, welche Möglichkeiten für den industriellen und kommerziellen Einsatz des Fernsehens bestehen. Ferner wurden die von der Geräteindustrie bisher dafür zur Verfügung gestellten Anlagen beschrieben. Daraus war ersichtlich, daß derartige industrielle Fernsehanlagen mit billigen, einfachen und robusten Aufnahmeröhren ausgerüstet sein sollten, wie sie mit dem Vidikontyp zur Verfügung stehen. Dennoch sind industrielle Fernsehanlagen wegen des kaum zu vermindernden Umfanges verhältnismäßig kostspielig. Besonders für Versuchszwecke, im Unterricht, im Industriebetrieb und eventuell für den Heimgebrauch dürfte daher eine „Amateurkamera" von Interesse sein, die als Zusatz zu einem üblichen Heimempfänger arbeitet. Die in [1] veröffentlichte Schaltung wurde im RCA-Laboratorium Princeton entwickelt. Für eine abgesetzte und fernbediente Kamera ist es weiterhin von Wichtigkeit, daß sich die Aufnahmeoptik möglichst selbsttätig den gerade herrschenden Lichtverhältnissen anpaßt, da die Aufnahmeröhre, wie jede lichtempfindliche Schicht, nur einen bestimmten „Lichtumfang" verarbeiten kann. Hierzu entwickelte Grundig eine sehr einfache Blendenautomatik [2], die hier ebenfalls behandelt werden soll, da sie auch für andere fotoelektrische Steuerungen interessant ist.

Vidikonkamerazusatz

Der Vidikonkamerazusatz arbeitet zusammen mit einem üblichen Fernsehempfänger als industrielle Fernsehanlage. Der Zusatz besteht aus der eigentlichen Kamera und einem Regelglied. Mit den vom Vidikon erzeugten Videoimpulsen wird ein beliebiger HF-Träger moduliert und über Abschirmkabel dem Empfänger zugeführt. Der Empfänger seinerseits liefert für die Kamera die erforderlichen Gleich- und Ablenkspannungen. Diese werden dem Empfänger zum Beispiel über Röhrenzwischensockel oder Zwischenstecker an den Ablenkspulen entnommen. Die Bildhelligkeit und Schärfe der Kamera werden vom Bedienungszusatz aus eingestellt, der sich neben dem als Wiedergabegerät dienenden Empfänger befindet. Die Kameraeinheit enthält neben dem Vidikon RCA 6198 nur drei Doppelröhren PCF 82 (6 U 8). Die verhältnismäßig einfache Schaltung dieses Elektronikteils zeigt Bild 1.

Verstärker

Die Röhrensysteme Rö 1a, 1b und 2a, 2b bilden den vierstufigen Videoverstärker. Mit der angewandten Röhrenkombination ist die höchstmögliche Bildverstärkung in einem Röhrenkolben zu erzielen. Der Verstärkungsverlust der hohen Frequenzen im Eingang und den beiden ersten Stufen wird durch die Kompensationsschaltung mit Rö 2a ausgeglichen. Die Induktion L muß mit ihrer Eigenresonanz über der Frequenz der Verstärkerbandbreite (4 MHz) liegen. Die Verstärkung des unteren Frequenzbereiches kann durch den Widerstand R (50 Ω) eingestellt werden. Durch richtiges Justieren von L und R kann die Verstärkungscharakteristik dieser Stufe so gelegt werden, daß die Gesamtcharakteristik des Verstärkers für den ganzen Bereich hinreichend gerade verläuft. Nach der zweifach kompensierten Stufe mit Rö 2b wird das Videosignal der Modulationsstufe mit Rö 3a zugeführt. Eine Kristalldiode im Gitter dieser Modulatorröhre sorgt für annähernd gleiche Spannung an deren Gitter und stabilisiert so den Schwarzpegel des Bildes. Schirmgitter und Anode von Rö 2b werden außerdem mit Austastimpulsen beaufschlagt, so daß im Videosignal Synchronisierimpulse erzeugt werden, die gegebenenfalls weitere zusätzliche Empfänger steuern können. Das Pentodensystem Rö 3b liefert den hochfrequenten Träger. Dazu sind Gitter und Schirmgitter dieser Röhre als Hartley-Oszillator geschaltet. Die entsprechend einem im Empfänger vorhandenen Fernsehband zu wählende Hochfrequenz wird von der Anode Rö 3b in die Katode von Rö 3a eingekoppelt. Die Katodenleitung enthält dazu eine Induktivität, deren Wechselstromwiderstand für die Trägerfrequenz genügend hoch, aber für die Videofrequenz zu vernachlässigen ist. Mit dieser Elektronenkopplung erreicht man bei zu vernachlässigender Frequenzmodulation eine saubere Amplitudenmodulation. Der Elektronenstrom von Rö 3a wird durch das Gitter videofrequent moduliert und die Anodenwechselspannung direkt über ein 75-Ω-Kabel dem Empfängerantenneneingang zugeführt. Bei mittlerer Helligkeit (0,2 μA Fotostrom des Vidikons) beträgt das HF-Signal etwa 100 mV bei 80prozentiger Modulation. Die beschriebene Röhrenschaltung benötigt zum Betrieb insgesamt 150 V, 50 mA Gleichstrom und 8,5 W Heizleistung.

Schaltung der Kameraröhre

Das Vidikon 6198 arbeitet mit magnetischer Fokussierung und magnetischer Strahlablenkung. Das axiale Fokussierungsfeld von 40 Gauß wird am einfachsten durch einen permanenten Alnico-

Magneten erzeugt. Ferner erfordert die Elektronenoptik der Röhre folgende Gleichspannungen: Beschleunigungsspannung + 300 V, Signalelektrode + 10 bis 50 V, Hilfsanode 250 bis 300 V, Steuergitter 0 bis — 100 V. Diese Spannungen muß der Fernsehempfänger liefern. Da die meisten Empfänger keine negative Vorspannungsquelle haben, ist es erforderlich, die Vidikonkatode anzuheben. Auf der rechten Seite des Schaltbildes (Bild 1) ist angedeutet, wo dem Empfänger die Spannungen entnommen werden können. Die richtige Einstellung bzw. Regelung der einzelnen Elektrodenspannungen erfolgt, wie unten erläutert, im Bedienungszusatz. Die Beschleunigungs- und Hilfsanodenspannung werden der Boosterdiode (Rücklaufgleichrichtung), alle anderen Spannungen durch entsprechende Spannungsteilung der normalen Anodenspannung (300 V) des Empfängers entnommen.

Das beschriebene Gerät ist vor allem durch das Fehlen aller Ablenkgeneratoren und Verstärker so einfach. Die Horizontalablenkung benötigt etwa 40 Amperewindungen. Wenn der Spitzenstrom in den Empfängerablenkspulen etwa 1 A beträgt, genügen Vidikonhorizontalablenkspulen mit 40 Windungen. Derartige Spulen haben eine Induktion von etwa 0,1 mH. Die Induktion der entsprechenden Empfängerspulen beträgt jedoch 10 bis 13 mH. Ohne die Empfängerablenkung wesentlich zu beeinträchtigen, können also die Kameraspulen mit den Empfängerspulen in Serie geschaltet werden. In vielen Empfängern ist jedoch die Horizontalablenkung wechselstrommäßig nicht geerdet. Um bei weiterer Entfernung zwischen Empfänger und Kamera ein Abschirmkabel mit geerdetem Mantel als 15-kHz-Leitung verwenden zu können, wird die Horizontalablenkung vorteilhaft über einen im Bedienungsteil befindlichen Übertrager aus dem Empfänger gespeist. Dabei liegt die Primärseite dieses Übertragers mit den Empfängerspulen in Serie. Außerdem besteht so keine Gefahr, daß beim Abtrennen des Kamerazusatzes die Empfängerablenkung unterbrochen wird. Um einen genügend großen sägezahnförmigen Impuls für die Kameraablenkung zu erhalten, wird die Spannung im Trafo 1:2 herauftransformiert. Die Bildbreitenregelung erfolgt durch eine der Sekundärseite parallel geschaltete Drosselspule mit veränderlichem Eisenkern. Zur Zeilenrücklaufverdunklung wird der Zeilensägezahnrücklauf in richtiger Polarität (+ 10 V) über 0,1 µF der Vidikonkatode zugeführt.

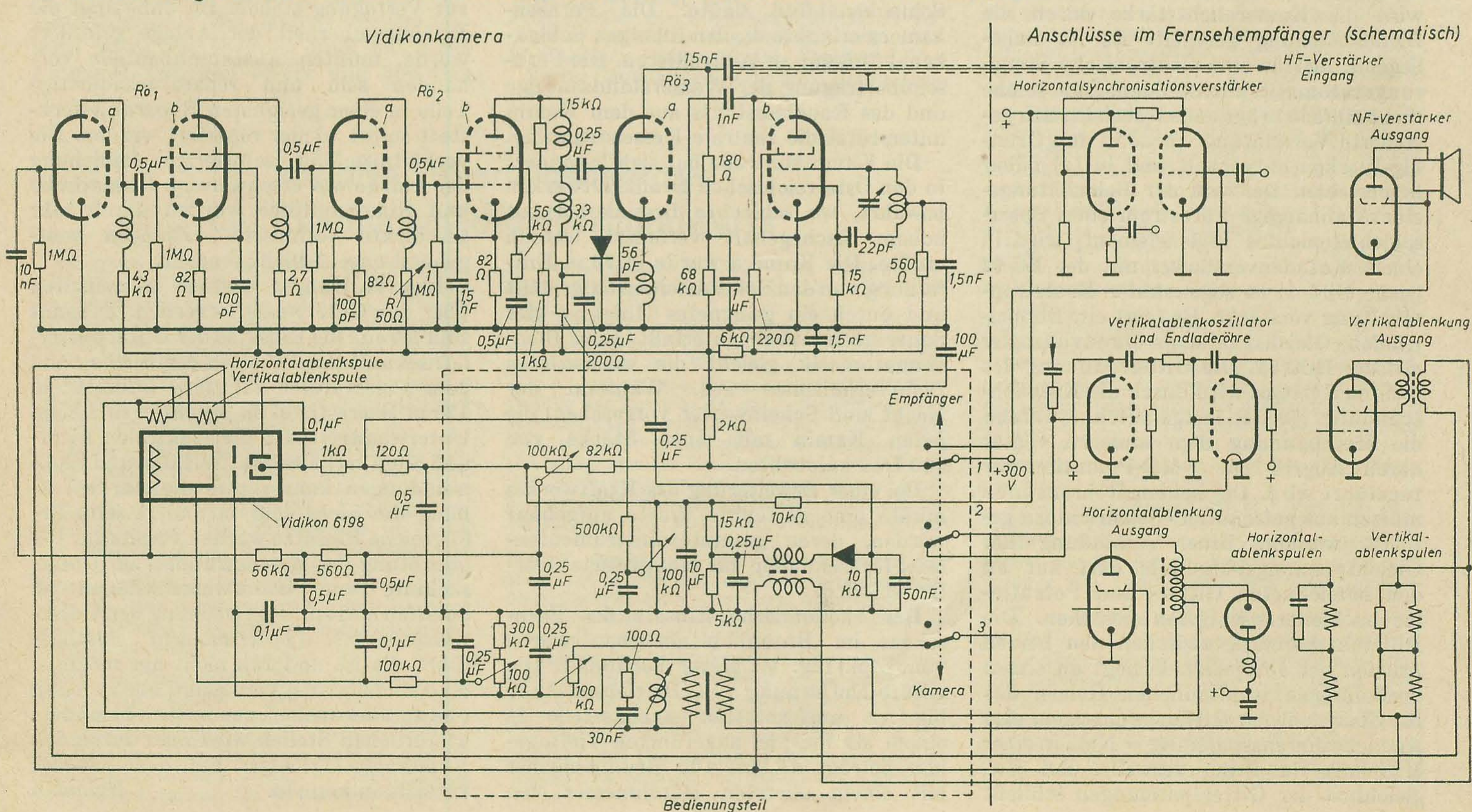
Die Vertikalspulen liegen auch in Serie mit den entsprechenden Empfängerspulen, und zwar an deren erdseitigem Ende. Auch aus der Vertikalablenkung muß ein Austastimpuls abgeleitet werden. Dazu wird den Empfängerspulen ein Impulstransformator (ähnlich einem Sperrschwingertrafo) parallel geschaltet. Ein negativer Austastimpuls wird der Sekundärseite entnommen und über eine vorgespannte Kristalldiode und ein RC-Glied (zur Impulsformung erforderlich) auf das Gitter gegeben. Diese einfachen Austastschaltungen sorgen dafür, daß während der Vertikal- und Horizontalrückläufe keine Störsignale ausgelöst werden.

Die Vertikalablenkung ist durch entsprechendes Umschalten der Synchronisierung des Vertikalablenkoszillators mit der Netzfrequenz synchronisiert. Die Horizontalablenkung läuft jedoch frei, ohne feste Synchronisierung. Es wird also nicht mit definiertem Zeilensprung gearbeitet. Weicht aber die Zeilenfrequenz allmählich zu stark von ihrem Sollwert ab, so wird ein völliges Außertrittfallen durch einen gelegentlichen Zeilensprung verhindert. Dieser gelegentliche Zeilensprung erscheint als Aufblitzen scharfer Horizontallinien, wenn zufällig Horizontallinien des Bildes mit denen des Rasters zusammenfallen. Das kommt aber bei den meisten Bildern nicht vor und wirkt daher selten störend.

Bedienungszusatz

Die Übertragungskabel der Kamera zum Empfänger enden empfängerseitig in einem Bedienungskästchen. Dieses enthält, wie aus Bild 1 ersichtlich, die Transformatoren für die Einspeisung der Horizontalablenkspannung und des Vertikalaustastimpulses. Die über Leitung 1 zugeführten + 300 V liefern über ein RC-Siebglied (2 kΩ, 100 µF) die 150 V Verstärkerspannung. Über einen Spannungsteiler (82 kΩ, 100 kΩ, 100kΩ) werden die negative Steuergitterspannung (0 bis — 100 V) und die niedrige Signalelektrodenspannung einstellbar abgegriffen. Die über Leitung 3 herangeführte Boosterspannung von etwa 300 V liefert über einen hochohmigen Spannungsteiler (100 kΩ, 100 kΩ, 300 kΩ) die einstellbare Beschleunigungsspannung und regelbare Fokussierungsspannung für die Bildröhre. Die variable Induktivität zum Regeln der Bildbreite befindet sich ebenfalls in diesem Bedienungsteil. Die beschriebenen Spannungsteiler müssen selbstverständlich entsprechend den vom Empfänger abgegebenen Spannungen dimensioniert werden. Ein dreiteiliger Umschalter sorgt für die notwendigen Empfängerumschaltungen bei dem Betrieb der Anlage als

Bild 1: Schaltung der Vidikonkamera mit Bedienungszusatz und Anschlußschema für Fernsehempfänger



Fernsehkamera oder Fernsehempfänger. Der notwendige Eingriff im Empfänger ist also für den normalen Empfangsbetrieb nicht störend.

Da das Einstellen der erforderlichen Kameraspannungen im Bedienungsteil erfolgt, können die Anschlüsse im Empfänger ohne irgendwelche Schaltungsänderungen, eventuell sogar ohne Chassisausbau, durch Zwischensockel an den Röhren vorgenommen werden. Wenn die Ablenkspulen ebenfalls über Steckverbindungen gespeist werden, lassen sich auch hier die beschriebenen Anzapfungen der Vertikal- und Horizontalablenkung durch Zwischenstecker herstellen. Andernfalls müssen die Leitungen getrennt werden. Nach Angaben der Verfasser sollen diese Anpassungen des Kamerazusatzes bei einer Reihe von Empfängertypen erprobt worden sein und überall ohne irgendwelche Schwierigkeiten zum Erfolg geführt haben.

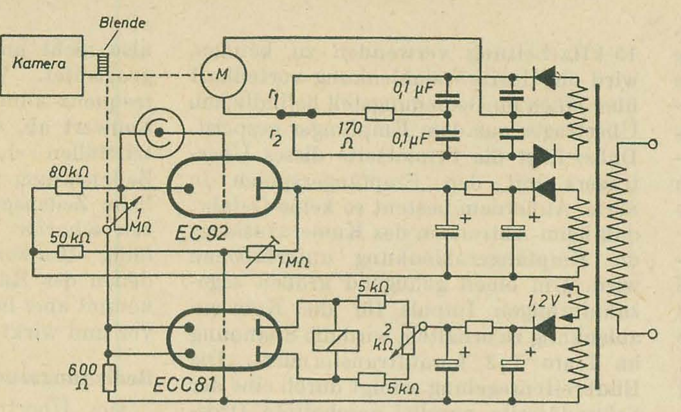


Bild 2: Blendenautomatik für Vidikonkamera

Blendenautomatik

Eine industrielle Fernsehkamera wird meist stationär ohne „Kameramann" fernbedient und abgesetzt vom Bedienungspult eingesetzt. Handelt es sich dabei nicht gerade um die Abbildung künstlich beleuchteter Instrumentenbretter, Wasserstandsanzeiger und ähnliches, so ist bei allen Tageslichtaufnahmen mit großen Beleuchtungsschwankungen des Objektes zu rechnen. Diese sind grundsätzlich so groß, daß die Fotokatode der Kameraröhre den Lichtumfang nicht mehr verarbeiten kann. Üblicherweise wird die Kameralichtstärke durch die Blendenstellung geregelt. Es ist naheliegend, hierfür eine elektronische Steuerungsautomatik anzuwenden. Eine solche recht einfach arbeitende fotoelektrisch gesteuerte Vorrichtung wurde in den Grundig-Werken entwickelt und in [2] näher beschrieben. Der von der Beleuchtungsstärke abhängige Fotostrom eines Sperrschichtelementes (Selenelement) wird in einem Katodenverstärker mit der EC 92 (siehe Bild 2) in sogenannter Bootstrapschaltung verstärkt. Es folgt ein Doppeltrioden-Gleichspannungsröhrenvoltmeter mit der ECC 81. Die Gitterspannung des rechten Systems wird durch die Katodenspannung (600 Ω) festgehalten, während die Meßspannung dem anderen Gitter durch Abgriff am 1-MΩ-Potentiometer zugeführt wird. Die beiden Röhrenstufen müssen aus getrennten Gleichrichtern gespeist werden. Eine Verbindung der Gleichspannungspotentiale darf nur an den bezeichneten Gitter- und Potentiometerschleiferanschlüssen bestehen. Die Differenzspannung zwischen den beiden Anoden der Doppeltriode liegt an einem hochohmigen empfindlichen Relais, das bei Gleichheit der Gitterspannungen, also Anodendifferenzspannung = Null, in einer Mittellage in Ruhe verweilt. Bei Ungleichheit der Gitterspannungen schließt es den linken oder rechten Kontakt (r_1 oder r_2), wodurch, wie aus dem Schaltbild ersichtlich, ein Steuermotor in Rechts- oder Linkslauf geschaltet wird.

Dieser Stellmotor betätigt nun sowohl die Blende als auch die Potentiometerachse. Die Blendenöffnung wird also entsprechend der gegebenen Helligkeit verstellt und außerdem die Gitterspannung des Steuergitters nachgestellt. Das geht so lange, bis beide Röhrensysteme wieder im Gleichgewicht sind und der Relaiskontakt in seiner Mittelstellung bleibt. Dann steht der Motor still. Die Potentiometerstellung dient zugleich als Anzeige für die Blendenstellung. Dabei ist natürlich Voraussetzung, daß die Regelkurven der Blende mit der des Potentiometers übereinstimmen. *Heimann*

Entommen aus:

[1] Flory, Pike und Gray: Kamerazusatz für Fernsehempfänger, Electronics Nr. 1 (1954) S. 141 bis 143

[2] E. F. Spiegel: Das Fernauge, eine Fernsehaufnahmeanlage für kommerzielle und industrielle Zwecke, radio mentor Nr. 6 (1954) S. 316 bis 321

Neue Erfahrungen auf dem Gebiet des industriellen Fernsehens

Im März dieses Jahres wurde auf einer Tagung in Essen „Neue Anwendungsgebiete des Fernsehens" in einer Reihe von Vorträgen ein umfassender Überblick über den industriellen Einsatz von Fernsehanlagen gegeben. Wie die Elektronische Rundschau Nr. 4 (1955) berichtet, wurde unter anderem von Dipl.-Ing. E. F. Spiegel auf dieser Tagung das von den Grundig-Werken entwickelte „Fernauge" für die verschiedensten Einsatzmöglichkeiten näher beschrieben.

Dipl.-Ing. W. Hahn machte nähere Angaben über die Erprobung der industriellen Anwendung des Fernsehens in der Elektrizitätswirtschaft. In Deutschland wurde der Einsatz vor allen Dingen aktuell, als man Kessel mit flüssigem Schlackenabfluß baute. Die Fernsehkamera erlaubte es, den flüssigen Schlakkenabfluß gut zu kontrollieren. Die Fernsehübertragung der Wasserstandsanzeige und des Rauchaustritts aus dem Kamin unterstützt die zentrale Kesselsteuerung.

Die Kaminkontrolle hat sich besonders in den Österreichischen Draukraftwerken bewährt, wo schlechte Braunkohle mit hohem Aschegehalt verfeuert werden mußte. Die Kamera wurde in 70 m Entfernung von den Schornsteinen aufgestellt und durch ein geeignetes Objektiv vier Schornsteine zugleich erfaßt. Eine Blendenautomatik gleicht die wechselnden Lichtverhältnisse aus. Während der Nacht sind Scheinwerfer vorgesehen, die jeden Kamin mit einer Stärke von 100 Lux anleuchten.

Bei einer Erweiterung des Kraftwerkes mußte eine getrennte Warte aufgebaut werden, deren gesamte Instrumententafel fernsehmäßig zur Hauptwarte übertragen wird.

Der ökonomische Einsatz des Fernsehens im Braunkohlenbergbau wurde von Dipl.-Ing. W. Meyer behandelt. Die größte Entfernung vom Betriebsgebäude bis zur entferntesten Arbeitsstelle in einem als Beispiel angeführten Tieftagebau beträgt 15 km. 100 Brunnenlöcher mit einem obersten Durchmesser von 1,50 m und Tiefen bis zu 250 m dienen zur Entwässerung.

Der Einsatz der Fernsehkamera beim Bohren brachte eine wesentliche Produktivitätssteigerung. Das Bedienungspersonal der Bagger muß besondere Vorsicht beim Vorbeischwenken an der Böschungskante walten lassen. Wegen erschwerter Sichtverhältnisse waren Baggerbeschädigungen dabei oft nicht zu vermeiden. Auch hier bewährte sich die Anwendung einer Fernsehkamera.

Erwähnenswert sind auch die Schwierigkeiten, die sich bei dem speziellen Einsatz ergeben. Unempfindlichkeit gegen mechanische und klimatische Einflüsse war die erste Forderung. Geeignetes Bedienungspersonal (Elektroniker) mußte zur Verfügung stehen. Da unbedingt die Betriebssicherheit der Anlage gefordert wurde, mußten Austauschbauteile vorhanden sein und reparaturbedürftige Teile in einer geeigneten Reparaturwerkstatt sofort wieder repariert werden. Die verhältnismäßig schwierige Bedienung der Anlage war erschwerend. Klimatische und Staubeinflüsse wurden durch sehr geschickte technische Lösungen weitgehend unschädlich gemacht.

Ing. H. Hunger brachte Einzelheiten über das Unterwasserfernsehen. Bekannt sind bereits die Einsätze der Unterwasserfernsehanlagen 1954 bei der Suche nach dem abgestürzten Flugzeug „Comet" in 120 m Meerestiefe. Zu beachten sind beim Unterwassereinsatz die spektralen Licht- und Sichtverhältnisse. In Häfen und Flußmündungen kann durch die starke Trübung die Sicht sehr behindert sein. Erfolgreiche Einsätze wurden bereits zur Beobachtung des Meeresgrundes, zur Untersuchung von Unterwasserschäden an Schiffen und zur Überwachung von Unterwasserbauten (Sperrmauern) durchgeführt. Es ist dadurch nicht nur möglich, die Taucherarbeit vom Schiff aus zu leiten und zu überwachen, sondern an besonders gefährlichen Stellen wird man durch den Kameraeinsatz sogar auf den Taucher verzichten können. *Heimann*

Dr. SCHAD

Der Hallgenerator

Der sogenannte Halleffekt wurde bereits 1879 von dem Physiker Hall entdeckt. Seine erste technische Anwendung fand er in der Wismutspirale zur Messung magnetischer Feldstärken im Luftspalt elektrischer Maschinen[1]). Neuerdings wurde nun ein Halbleiter-Bauelement entwickelt, das ebenfalls auf dem Halleffekt beruht und sich für elektronische Multiplikationen, Divisionen und sonstige Steuerzwecke eignet. Wieder einmal hat ein bereits alter physikalischer Effekt eine Auferstehung erlebt.

Zunächst sei das Wesen des Halleffekts an Hand von Bild 1 erläutert. Ein rechteckiges Metall- oder Halbleiterplättchen wird in Längsrichtung von einem elektrischen Strom $\mathfrak{J}$ durchflossen. Nun wird es so in ein Magnetfeld gebracht, daß dessen Feldstärke $\mathfrak{H}$ senkrecht zum Leiterplättchen und zur Stromrichtung wirkt. Es ist bekannt, daß dann eine mechanische Kraft quer zu $\mathfrak{J}$ und $\mathfrak{H}$ entsteht, die im Motor praktisch ausgenutzt wird. Das Plättchen sei nun festgehalten, so daß diese mechanische Kraft keine Bewegung hervorrufen kann. Sie wirkt aber auch im Leiterinneren und verdrängt die Leitungselektronen nach der hinteren Kante des Plättchens. Infolgedessen wird die hintere Kante des Plättchens negativ und die vordere positiv geladen. Zwischen den beiden Elektroden, die den Kontakt zur Mitte der hinteren und der vorderen Seitenfläche herstellen, entsteht somit eine elektrische Spannung, die als Hallspannung bezeichnet wird. Sie ist nicht vorhanden, wenn eine der beiden Größen $\mathfrak{J}$ und $\mathfrak{H}$ fehlt, die somit als die Ursachen des Halleffektes anzusehen sind.

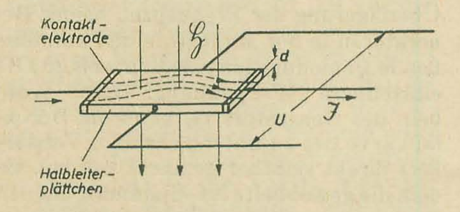


Bild 1: Entstehung der Hallspannung durch Verdrängen der Strom„fäden"

Die quantitative Erforschung des Halleffektes hat das folgende einfache Gesetz ergeben:

$$\mathfrak{U} = k \cdot \mathfrak{J} \cdot \mathfrak{H} \cdot \frac{1}{d}.$$

Hierin bedeuten: $\mathfrak{U}$ die Hallspannung, $\mathfrak{J}$ den Längsstrom im Plättchen, $\mathfrak{H}$ die Feldstärke des magnetischen Querfeldes, d die Dicke des Plättchens und k eine vom Leitermaterial abhängige Konstante.

[1]) Siehe auch „Messung der magnetischen Feldstärke mit Hilfe einer Wismutspirale", RADIO UND FERNSEHEN Nr. 8 (1955), S. 230.

Wichtig ist, daß die Hallspannung $\mathfrak{U}$ proportional dem Produkt aus dem Strom $\mathfrak{J}$ und der magnetischen Feldstärke $\mathfrak{H}$ ist. Der Halleffekt gestattet somit, zwei elektrische Größen durch Multiplikation in eine dritte elektrische Größe umzuwandeln. Hierin besteht das Wesen des unten beschriebenen Hallgenerators.

Die Hallspannung liegt bei Metallen in der Größenordnung von einigen μV. Bei der Mehrheit der Metalle ist der Effekt positiv (das heißt, Elektronenablenkung und Plattenablenkung haben gleiche Richtung), bei einigen jedoch auch negativ. Den stärksten positiven Effekt zeigt Tellur, den stärksten negativen Wismut. Die starke Elektronenverdrängung bei Wismut äußert sich als Widerstandserhöhung und wird bei der Wismutspirale für die $\mathfrak{H}$-Messung ausgenutzt.

Inzwischen sind Halbleiter entdeckt worden, deren Hallkonstante einige Zehnerpotenzen höher liegt. Indiumantimonid und Indiumarsenid liegen in dieser Hinsicht an der Spitze. Bei ihnen lassen sich mit nicht zu großen $\mathfrak{J}$- und $\mathfrak{H}$-Werten Hallspannungen bis zu einigen Zehntel Volt erzeugen. Zudem sind die von ihnen gewonnenen Hallspannungen weitgehend temperaturunabhängig und bis zu einigen MHz hinauf frequenzunabhängig.

Das Gesamtschaltbild des neuen Hallgenerators zeigt Bild 2. Über das Klemmenpaar 1, 2 wird der Steuerstrom $\mathfrak{J}_1$ zugeführt und mit Hilfe zweier Flächenkontakte in das Halbleiterplättchen eingebracht. Am Klemmenpaar 5, 6 wird die Hallspannung abgenommen. Im Luftspalt der Eisenkernspule mit dem Klemmenpaar 3, 4 wird die magnetische Feldstärke $\mathfrak{H}$ mit Hilfe eines Erregerstromes $\mathfrak{J}_2$ erzeugt. Der Hallgenerator stellt also einen Sechspol dar, der imstande ist, die beiden Erregergrößen $\mathfrak{J}_1$ und $\mathfrak{J}_2$ (bzw. $\mathfrak{H}$) zu multiplizieren.

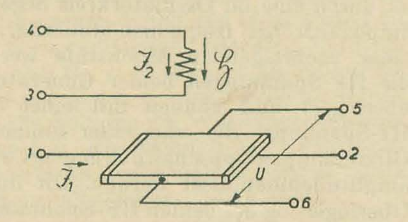


Bild 2: Prinzipschaltung eines Hallgenerators

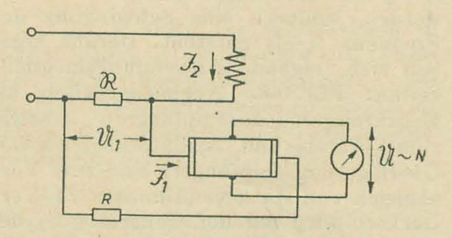


Bild 3: Messen der Wirkleistung mit Hallgenerator und Drehspulinstrument

Eine erste naheliegende Anwendung des Hallgenerators zum Messen der Wirkleistung von Wechselströmen zeigt Bild 3. $\mathfrak{R}$ ist der Verbraucher, dessen Leistungsaufnahme N gemessen werden soll. Wie ersichtlich, erzeugt der Laststrom $\mathfrak{J}_2$ eine proportionale magnetische Feldstärke $\mathfrak{H}$ im Halbleiterplättchen. Ferner treibt die Spannung $\mathfrak{U}_1$ über einen Vorschaltwiderstand R einen proportionalen Erregerstrom durch das Plättchen. Die abgenommene Hallspannung $\mathfrak{U}$ wird in einem Drehspulvoltmeter gemessen und entspricht der von $\mathfrak{R}$ aufgenommenen Leistung N. Ob die Schaltung sich auch zur Messung von NF- und HF-Leistungen eignet, muß die Erfahrung zeigen.

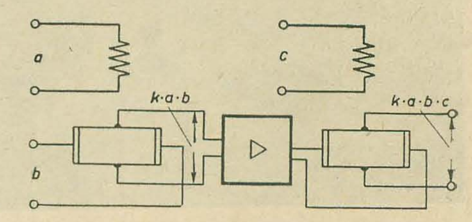


Bild 4: Bilden des dreigliedrigen Produktes a · b · c mit zwei Hallgeneratoren

Zum Schluß sei noch im Bild 4 die Reihenschaltung zweier Hallgeneratoren und eines Verstärkers gezeigt. Die Schaltung ermöglicht die Bildung eines Produktes aus drei Faktoren auf elektronischem Wege. Der Verstärker ist notwendig, da die vom ersten Hallgenerator abgegebene Leistung nicht ausreicht, um den zweiten ausreichend zu erregen.

Literatur

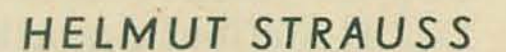
Siemens-Z. H. 8/1954.

Die Hochfrequenzküche

Ähnlich wie der bereits von Blaupunkt gezeigte „Radargrill" wird von der amerikanischen Firma Raytheon eine „HF-Küche" angeboten. Sie arbeitet im Industriefrequenzband von 2450 MHz und hat 800 oder 1600 W Dauerstrichleistung in dem das Wärmegut aufnehmenden Hohlraum. Zur HF-Erzeugung werden Magnetronröhren benutzt. Die Speisung erfolgt mit 5000 V und 320 mA, die von einem Zweiwegröhrengleichrichter ohne Siebschaltung geliefert werden. Da die Magnetrons ähnlich wie Gasentladungsröhren mit konstanter Spannung arbeiten und dabei sehr unterschiedlichen Strom aufnehmen, wurden Stromstabilisierungsmaßnahmen ergriffen, und zwar sehr einfach durch eine Sättigungsdrossel, die mit der Primärseite des Hochspannungstrafos in Serie liegt. So bleibt die HF-Leistung des Magnetrons noch bei Netzspannungsschwankungen von 208 bis 230 V konstant. Die Sättigungsdrossel kann ebenfalls zur Regelung der HF-Energie benutzt werden. Die Ausstrahlung von HF-Störungen des Gleichrichters und Generators wird durch zweckmäßige Filterung vermieden. Besonders sorgfältig ist die Kühlung der Röhren und Bauteile ausgelegt, um eine lange Lebensdauer der Anlage zu gewährleisten.

Der Typ mit 1,6 kW Nennleistung hat einen Anschlußwert von 1,02 kW bei Leerlauf und 5,3 kW bei Vollast und wird an 220-V-, 60-Hz-Wechselstrom angeschlossen. *Heimann*

Entnommen aus:
Electrical Engng. Nr. 1 (1955) S. 172



HELMUT STRAUSS

Universalmeß- und Reparatur

Bild 1: Frontplatte des Universalmeß- und Reparaturhilfsgerätes

In den Rundfunkwerkstätten sowie im Kreise der Bastler und Amateure wird oft ein universell verwendbares Meßgerät gefordert, das sich bei möglichst geringem Raumbedarf und technischem Aufwand für alle vorkommenden Messungen eignet. Dabei ist im allgemeinen keine besonders hohe Meßgenauigkeit notwendig.

Im folgenden wird eine Anleitung zum Bau eines Meßgerätes gegeben, das diesen Anforderungen weitgehend entspricht. Das Mustergerät wurde vom Verfasser selbst aufgebaut und hat sich in der Praxis bereits gut bewährt. Mit dem Universalmeß- und Reparaturhilfsgerät können folgende Messungen durchgeführt werden:

Widerstandsmessungen von 1 Ω bis 10 MΩ,
Kapazitätsmessungen von 10 pF bis 10 μF,
Induktivitätsmessungen von 0,2 μH bis 20 mH,
Frequenzmessungen von 100 kHz bis 10 MHz,
Güteprüfung von Kapazitäten von 10 pF bis 1 nF,
Güteprüfung von Induktivitäten von 2 μH bis 20 mH,
Güteprüfung von Schwingkreisen und Filtern für Frequenzen von 100 kHz bis 3 MHz,
Oszillografische Auswertung elektrischer Vorgänge bei Spannungen von 5 mV bis 50 V und Frequenzen von 20 Hz bis 500 kHz.

Für Messungen an Empfängern und Verstärkern gibt das Gerät folgende Spannungen ab:

1. eine zwischen 50 und 15000 Hz fest einstellbare sinusförmige NF-Spannung; zur Aufnahme der Durchlaßkurven von Verstärkern ist diese Spannung mit beliebiger Bandbreite frequenzmodulierbar;
2. eine frequenzmodulierbare Festfrequenz von 1 MHz,
3. eine amplitudenmodulierbare HF-Spannung von 100 kHz bis 10 MHz, einstellbar in vier Bereichen.

Ein eingebautes Vielfachmeßinstrument ermöglicht ferner die Messung von Gleich- und Wechselspannungen sowie Gleich- und Wechselströmen im Bereich 0,1 V bis 1000 V bzw. 0,1 mA bis 1 A. Damit lassen sich nahezu alle beim Bau von Empfängern und Verstärkern und deren Reparatur vorkommenden Messungen ausführen.

Wirkungsweise des Gerätes

Zunächst soll die Wirkungsweise des Gerätes besprochen werden. Das Gerät besteht sowohl schaltungstechnisch als auch seinem mechanischen Aufbau nach aus fünf Baugruppen:

Baugruppe 1: Netzgerät,
Baugruppe 2: Katodenstrahloszillograf mit Kippgerät und Verstärker,
Baugruppe 3: HF-Generatorteil mit Mischstufe, Demodulator und Meßkreis,
Baugruppe 4: Meßbrücke,
Baugruppe 5: Vielfachmeßgerät.

Der Generatorteil enthält zwei HF-Generatoren, von denen G_1 in vier Bereichen von 100 kHz bis 10 MHz durchstimmbar ist, während G_2 eine Festfrequenz von 1 MHz erzeugt. Der letztere ist durch eine im Oszillatorkreis liegende Impedanzröhre frequenzmodulierbar. In einer nachfolgenden Mischstufe werden die HF-Spannungen beider Generatoren überlagert und können mit einer 500-Hz-Spannung, die von einer einfachen Glimmlampenkippschaltung erzeugt wird, amplitudenmoduliert werden. Die durch Überlagerung der beiden HF-Spannungen entstehende Schwebung der Frequenz $f_1—f_2$ kann durch eine Diode demoduliert werden, wodurch eine Schwingung der Frequenz $f_1—f_2$ entsteht. Daraus ergeben sich folgende Anwendungsmöglichkeiten: Für alle Abgleicharbeiten an Mehrkreisgeradeausempfängern sowie zum Vorkreis- und Oszillatorabgleich von Überlagerungsempfängern und zum Vorabgleich von stark verstimmten ZF-Verstärkern wird nur der Generator G_1 betrieben. Je nach Bedarf kann die HF-Spannung dem Gerät unmoduliert oder mit 500 Hz amplitudenmoduliert entnommen werden. Das Vielfachmeßgerät läßt sich dabei als Outputmeter verwenden.

Der endgültige Abgleich von ZF-Teilen erfolgt mit der gewobbelten HF-Spannung des Generators G_2. Hierzu wird der vorabgeglichene Empfänger auf 1 MHz abgestimmt und der Meßverstärkereingang in bekannter Weise lose an die Diode des Empfängers angekoppelt. Auf dem Bildschirm der Katodenstrahlröhre wird dann die Resonanzkurve des Empfängers sichtbar.

Zur Erzeugung von NF-Spannungen arbeiten beide Generatoren auf der Frequenz von 1 MHz. Der Generator G_2 kann nun mit der Kippspannung des Oszillografen mit jeder gewünschten Bandbreite bis zu etwa 20 kHz frequenzmoduliert werden. Außerdem besteht die Möglichkeit, an die Nachstimmröhre eine durch den Modulationsgradregler regelbare Gleichspannung zu legen, was eine ablesbare Feinverstimmung des Generators ergibt. Nach dem Prinzip des Schwebungssummers erhält man dann durch Überlagerung der Frequenzen beider Generatoren in der Mischstufe und anschließende Demodulation eine von 0 bis 20 kHz einstellbare NF-Spannung. Durch Wobbeln des Generators G_2 kann die Durchlaßkurve des zu untersuchenden Verstärkers direkt sichtbar gemacht werden, indem die gewobbelte NF-Spannung auf den Verstärkereingang gegeben und die Ausgangsspannung des Verstärkers dem Oszillografen zugeführt wird. Außerdem sind bei fester Frequenzeinstellung mit dem Oszillografen Verzerrungsmessungen an NF-Verstärkern möglich.

Frequenzmessungen erfolgen ebenfalls nach dem Schwebungsverfahren. Die Spannung des Generators G_1 wird mit der Spannung unbekannter Frequenz gemischt und die entstehende Schwebung demoduliert. Sind beide Frequenzen unmittelbar benachbart, entsteht am Demodulator eine NF-Spannung, die vom Oszillografen sichtbar gemacht wird. Man stellt nun auf Schwebungsfrequenz 0 ein und kann dann die Frequenz am Generator G_1 ablesen.

Zur Messung und Güteprüfung von Spulen und Kondensatoren dient ein Meßkreis, der aus einem verlustarmen Drehkondensator und einer verlustarmen Spule besteht. Für Induktivitätsmessungen von 20 bis 200 μH und Kapazitätsmessungen von 10 bis 1000 pF wird dieser Kreis mit der gewobbelten Frequenz des Generators G_2 gespeist. Er ist bei eingedrehtem Drehkondensator auf diese abgestimmt und wird über eine kleine Kapazität mit dem Eingang des Meßverstärkers verbunden. Auf dem Bildschirm ist dann die Resonanzkurve des Kreises sichtbar. Wird nun parallel zum Drehkondensator eine unbekannte Kapazität geschaltet, so muß dieser um den Wert der zugeschalteten Kapazität verringert werden, damit sich der Kreis wieder in Resonanz befindet. Entsprechendes gilt, wenn an Stelle der Meßkreisspule eine unbekannte größere Induktivität eingeschaltet wird. Der Drehkondensator ist für eine Betriebsfrequenz von 1MHz direkt in Kapazitäts- und Induktivitätswerten geeicht. Aus der Form der Resonanzkurve läßt sich die Güte der Bauelemente

hilfsgerät für die Funkwerkstatt



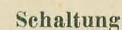


Bild 2: Rückansicht des Gerätes

größenordnungsmäßig bestimmen. Zum Messen von Spulen, deren Induktivität größer als 200 μH oder kleiner als 20 μH ist, wird der Kreis mit Frequenzen von 316,100 bzw. 3160 kHz aus dem Generator G_1 gespeist. Eine Beurteilung der Spulengüte ist hier nur durch Verstimmen des Generators und Ausmessen der dabei auftretenden Amplitudenänderung auf dem Schirmbild möglich.

Sind Schwingkreise, Bandfilter usw. zu prüfen, werden sie an Stelle des Meßkreises an den HF-Ausgang angeschaltet. Ihre Resonanzfrequenz wird durch Verändern von f_1 festgestellt. Für die Beurteilung der Güte gilt das oben Gesagte.

Die für Widerstandsmessungen von 1 Ω bis 10 MΩ und Kondensatormessungen von 1 nF bis 10 μF vorhandene Brückenschaltung wird mit einer 50-Hz-Wechselspannung betrieben, die von den Betriebsspannungen galvanisch getrennt ist. Der Schleifer des Brückenpotentiometers liegt an Masse, während der Verbindungspunkt von R_x und R_n bzw. C_x und C_n mit dem Meßverstärkereingang verbunden wird.

Das Kippgerät ist bei diesen Messungen abzuschalten. Der Oszillograf arbeitet dann als empfindliches Wechselspannungsröhrenvoltmeter. Das Brückenpotentiometer ist in R- und C-Werten geeicht.

Gesamtaufbau

Den mechanischen Gesamtaufbau des Gerätes zeigt Bild 2. Die Baugruppen sind in zwei Etagen übereinander angeordnet. Dadurch wird eine unerwünschte gegenseitige Beeinflussung der Baugruppen 1 und 2 durch Störausstrahlungen vermieden. Außerdem können hierdurch die zahlreichen Bedienungselemente auf der Frontplatte bei kürzester Leitungsführung zweckmäßig verteilt werden. Im oberen Teil erkennt man links das Kippgerät und den Meßverstärker. Daneben befindet sich die Bildröhre und ganz rechts das Vielfachmeßgerät. In der unteren Hälfte sind Generatorteil und Meßbrücke untergebracht.

Das Mustergerät besitzt keinen eigenen Netzteil, sondern erhält die Betriebsspannungen über ein mehradriges Verbindungskabel aus einem Universalnetzgerät. Da man den Netzteil beim Nachbau im allgemeinen in das Gerät mit einbauen wird, muß das Chassis entsprechend größer werden. Zweckmäßig verlängert man es an der linken Seite (von hinten gesehen). Im unteren Teil werden Transformator und Drossel untergebracht, die Gleichrichterröhren und Siebkondensatoren werden darüber angeordnet. Die in die Primärseite geschaltete HF-Siebkette findet unter dem Chassis Platz. Durch diese Anordnung der Einzelteile werden magnetische Beeinflussungen der Katodenstrahlröhre vermieden. Die Anordnung des Meßgerätes, der Schalter usw. auf der Frontplatte kann nach Belieben erfolgen.

Sämtliche Chassisteile sind aus etwa 2 mm dickem Duralblech hergestellt und erhalten einen grauen Spritzlacküberzug. Alle Bedienungselemente befinden sich auf der Frontplatte. Die Betriebsbereitschaft der einzelnen Baugruppen wird von Kontrollampen angezeigt, die durch verschiedenfarbige Blenden abgedeckt sind. Die im Inneren des Gerätes angebrachten Skalen sind beleuchtet, um auch bei ungünstigen Lichtverhältnissen ein gutes Ablesen zu gewährleisten.

Die Gestaltung des Gehäuses soll jedem selbst überlassen bleiben. Soll es jedoch aus Holz hergestellt werden, muß man die Innenseite mit einer Aluminiumfolie abschirmen, um Störausstrahlungen zu vermeiden.

Baugruppe 1: Netzteil

Den Aufbau des Universalmeß- und Reparaturhilfsgerätes beginnen wir zweckmäßig mit dem Netzteil, so daß nach Fertigstellung aller weiteren Gruppen die notwendigen Betriebsspannungen zur Verfügung stehen. Die Schaltung des Einbaunetzteiles ist im Bild 3 wiedergegeben.

Schaltung

Die Netzspannung wird dem Transformator, der zum Ausgleich von Netzunterspannungen primärseitig mit mehreren Anzapfungen versehen ist, über eine HF-Siebkette und einen Stufenschalter zugeführt. Wer schon entsprechende Erfahrungen besitzt, kann den Transformator selbst wickeln. Andernfalls läßt man die Arbeit besser von einem Fachmann ausführen. Da man bei der Selbstanfertigung oft das Blechpaket eines alten Trafos verwenden wird, von dem genaue Daten meist nicht bekannt sind, empfiehlt es sich, die Windungszahlen in diesem Fall nach der Formel

$$n = \frac{n'}{F_E} \text{ zu errechnen.}$$

F_E ist der Eisenquerschnitt des Wickelkörpers in cm², n' die bezogene Windungszahl für 1 cm² Eisenquerschnitt. In der Tabelle 1 sind die bezogenen Windungszahlen und Drahtstärken zusammengestellt. Die Wicklungen werden in der aus der Tabelle ersichtlichen Reihenfolge aufgebracht. Die Isolation ist gewissenhaft auszuführen, weil teilweise hohe Spannungen zwischen den Wicklungen liegen. Beim Aufbringen der Abschirmfolien ist darauf zu achten, daß Anfang und Ende der Folie voneinander isoliert sind, damit keine Kurzschlußwindung entsteht. An Stelle von Kupferfolie kann unter Umständen auch Aluminiumfolie verwendet werden. Der Anschlußdraht wird dann

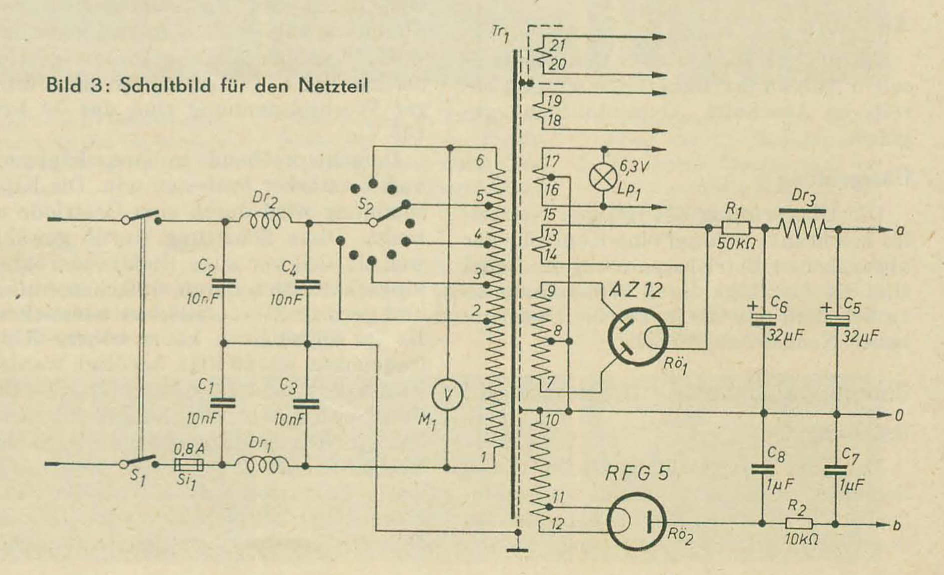


Bild 3: Schaltbild für den Netzteil

Tabelle 1

Wicklung	U in V	I in A	n'	d in mm	Isolation
1—2—3—4—5—6	180 +10 +10 +10 +10	0,5	7400 +410 +410 +410 +410	0,5	1 × 0,1 LP je Lage
Zwischen-isolation					3 × 0,1 LP 1 × 0,1 Cu-Folie 3 × 0,1 LP
7—8—9	2 × 350	0,1	2 × 15800	0,18	1 × 0,1 LP je Lage
Zwischen-isolation					3 × 0,1 LP
10—11—12	700 +6,3	0,005 0,3	31600 285	0,07 0,4	1 × 0,1 LP je Lage
Zwischen-isolation					5 × 0,1 LP
13—14	4	2,5	180	1	
Zwischen-isolation					2 × 0,1 LP
15—16—17	2 × 3,15	4	2 × 145	1,5	
Zwischen-isolation					4 × 0,1 LP
18—19	12,6	0,3	570	0,4	
Zwischen-isolation					4 × 0,1 LP 1 × 0,1 Cu-Folie 2 × 0,1 LP
20—21	12,6	0,7	570	0,6	
Deckisolation					5 × 0,1 LP

Zusammenstellung der Einzelteile — **Baugruppe 1: Netzteil**

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
Tr_1	Transformator		wickeln nach Tabelle 1
Dr_1	HF-Drossel		Störschutz
Dr_2	HF-Drossel		Störschutz
Dr_3	Netzdrossel	100 mA	
M_1	Einbaumeßgerät	250 V	Dreheisen
S_1	Kippschalter	2polig	
S_2	Stufenschalter	10stufig	
C_1 bis C_4	4 Kondensatoren	10 nF, 500 V	
C_5, C_6	2 Elektrolytkondensatoren	32 µF, 500 V	
C_7, C_8	2 Becherkondensatoren	1 µF, 1000 V	
Lp_1	Skalenlampe	6,3 V	
$Rö_1$	Röhre AZ 12		mit Fassung
$Rö_2$	Röhre RFG 5		mit Fassung
Si_1	Sicherung	0,8 A	
R_1	Schichtwiderstand	50 Ω, 0,5 W	
R_2	Schichtwiderstand	10 kΩ, 0,5 W	
	Drehknopf		für S_2
	Sicherungshalter		für Si_1
	Kontrallampenfassung		mit Blende

einfach auf die Folie aufgelegt. Durch den Druck der nachfolgenden Wicklung erhält er genügend sicheren Kontakt.

Die Primärspannung wird durch ein Dreheiseninstrument kontrolliert, das an der 220-V-Wicklung liegt. Der Stufenschalter muß zwischen je zwei Kontakten einen Leerkontakt besitzen, da sonst beim Umschalten Teile der Wicklung kurzgeschlossen werden.

Der Netzteil gibt an die übrigen Baugruppen drei Heizspannungen, eine Anodenspannung von 420 V und eine Hochspannung von 1000 V für die LB 1 ab. Für die Gleichrichtung der Hochspannung wurde eine RFG 5 eingesetzt. Sollte diese Röhre nicht zu beschaffen sein, so kann sie auch durch drei in Reihe geschaltete Selengleichrichter ersetzt werden. Die Heizwicklung 11 — 12 entfällt in diesem Falle. Die 6,3-V-Heizwicklung muß symmetrisch geerdet sein, da sonst in die Eingangsstufen des Meßverstärkers Brummspannungen aus dem Heizkreis eingestreut werden.

Aufbau

Die nötigen Hinweise für den mechanischen Aufbau der Baugruppe wurden bereits im Abschnitt „Gesamtaufbau" gegeben.

Überprüfung

Die Überprüfung des fertigen Netzteiles beschränkt sich auf eine Kontrolle der abgegebenen Betriebsspannungen. Dabei sind die Ausgänge durch Widerstände so zu belasten, daß die in Tabelle 1 angegebenen Nennströme fließen.

Baugruppe 2: Katodenstrahloszillograf

Schaltung

Nach der Fertigstellung des Netzteiles beginnen wir mit dem Aufbau des Oszillografen, da dieser später beim Einmessen des Generatorteiles gute Dienste leistet.

Die Schaltung der Baugruppe zeigt Bild 4. Als Katodenstrahlröhre wird eine LB 1 verwendet. Um eine möglichst hohe Empfindlichkeit der Röhre zu erhalten, wird sie mit einer Anodenspannung von nur 1000 V betrieben. Helligkeit und Punktschärfe sind bei dieser Spannung für die in Frage kommenden Messungen ausreichend. Die Einstellung der Helligkeit und Schärfe erfolgt durch die Potentiometer P_2 und P_3, die mit dem Widerstand R_{24} einen Spannungsteiler für die Hochspannung bilden. Diese ist in üblicher Weise plusseitig geerdet. Dadurch werden die Kopplungsblocks C_{11} bis C_{14} nicht mit der Hochspannung belastet, sondern nur mit der 400-V-Anodenspannung des Verstärkers. Die Katode der LB 1 führt gegen das Chassis die volle Hochspannung, was bei der Isolation der Leitungen zu beachten ist.

Um Trapezverzerrungen zu vermeiden, muß der LB 1 eine symmetrische Ablenkspannung zugeführt werden. Bei der gewählten Anodenspannung ist zur Vollauslenkung des Elektronenstrahls eine Spannung von ± 125 V in vertikaler bzw. ± 190 V in horizontaler Richtung erforderlich. Bei Aussteuerung mit sinusförmiger Wechselspannung sind das 90 bzw. 135 V_{eff}.

Dementsprechend müssen Kippgerät und Verstärker bemessen sein. Die Kippspannung wird durch eine Gastriode erzeugt. Diese Schaltung wurde gewählt, weil sie sich vor allen Elektronenröhrenkippschaltungen durch einfachen Aufbau und geringe Störanfälligkeit auszeichnet. Da im allgemeinen kaum höhere Kippfrequenzen als 50 kHz benötigt werden, ist der Umstand zu vernachlässigen, daß der Kippfrequenzbereich nicht bis zu beliebig hohen Kippfrequenzen ausgedehnt werden kann.

Als Thyratron wird hier die kommerzielle Röhre LG 200 verwendet. Da diese Röhre heute wohl nicht in allen Fällen zu beschaffen sein wird und sich die Werte der übrigen Schaltelemente beim Einsatz anderer Röhrentypen ebenfalls ändern, wird im folgenden eine Anleitung zur Berechnung des Kippgerätes gegeben.

Die Berechnung erfolgt am Beispiel der im Mustergerät verwendeten Röhren.

Gestellte Anforderungen:

Kippspannung $U_k = \frac{U_{horizontal}}{2} = \frac{380}{2} = 190\ V$

Kippfrequenzbereich 20 bis 50 000 Hz

Röhrendaten

Brennspannung $U_b = 33\ V$

Anodenstrom im Schwingbetrieb $I_{asch} = 10\ mA$

Anodenspitzenstrom $I_{asp} = 750\ mA$

Zündverhältnis $n = \frac{U_z}{U_g} = -35$

Gegebene Anodenspannung $U_a = 400\ V$

Der Kippfrequenzbereich wird in fünf Bereiche unterteilt:

Bereich 1: 20 bis 100 Hz,
Bereich 2: 100 bis 500 Hz,
Bereich 3: 500 bis 2 500 Hz,
Bereich 4: 2 500 bis 12 500 Hz,
Bereich 5: 12 500 bis 62 500 Hz.

Das Frequenzverhältnis innerhalb jedes Bereiches ist 1 : 5, der Frequenzregler wird jedoch für ein Regelverhältnis von 1 : 5,5 ausgelegt. Hierdurch überlappen sich die Bereiche ausreichend.

Bei linearer Aufladung des Kondensators im Kippkreis und vernachlässigbar kleiner Entladezeit ist die Schwingungsdauer

$$T = \frac{C \cdot U_k}{I} \tag{1}$$

und die Frequenz

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I}{C \cdot U_k}. \tag{2}$$

Für den untersten Bereich wird eine Kapazität von 0,5 µF gewählt. Dann er-

geben sich aus dem Frequenzverhältnis die übrigen Kapazitäten zu:

$$C_2 = 0{,}1\ \mu F,\quad C_3 = 20\ nF,$$
$$C_4 = 4\ nF,\quad C_5 = 800\ pF.$$

Durch Auflösen von (2) nach I erhalten wir den maximalen Ladestrom bei der jeweils höchsten Frequenz. Dieser ist zugleich der mittlere Anodenstrom des Thyratrons im Schwingbetrieb, da der Kondensator nach jeder Aufladung über dieses entladen wird, und darf also den zulässigen Wert von 10 mA nicht überschreiten.

$$I = f \cdot C \cdot U_k \cdot 10^{-3}; \qquad (3)$$

f in Hz, C in μF, U_k in V, I in mA.

Mit den angegebenen Werten ist

$$I = 100 \cdot 0{,}5 \cdot 190 \cdot 10^{-3} = 9{,}5\ mA.$$

Überschreitet I den zulässigen Wert, müssen die Kapazitäten verkleinert werden. Es wird eine Kippspannung von 190 V Spitzenwert verlangt.

Die Kippspitzenspannung ist gleich der Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung des Thyratrons.

$$U_k = U_z - U_l \text{ oder } U_z = U_k + U_l,$$
$$U_z = 190 + 33 = 223\ V. \qquad (4)$$

Daraus ergibt sich die Gittervorspannung des Thyratrons zu

$$U_g = -\frac{U_z}{n}, \qquad (5)$$

$$U_g = \frac{223}{-35} = -6{,}4\ V$$

(gegen Katode des Thyratrons).

Gegen Masse muß das Gitter demnach eine Spannung von

$$U_g' = U_a - U_z + U_g, \qquad (6)$$
$$U_g' = 400 - 223 - 6{,}4 = 170{,}6\ V$$

haben.

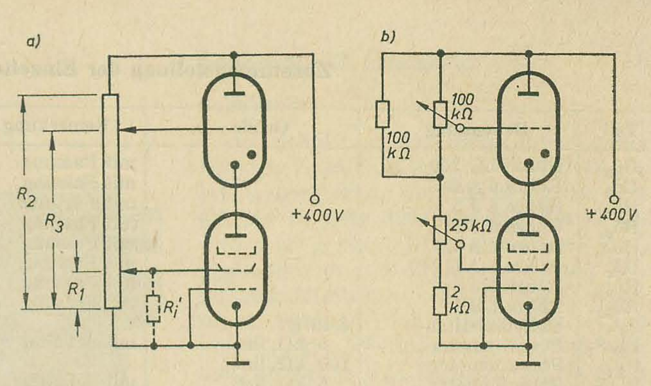


Bild 5: Spannungsteiler im Kippgerät
a) Prinzipschaltung des Spannungsteilers
b) Praktische Ausführung des Kippgerätespannungsteilers

Um die Kippspannungsamplitude von kleinsten Werten an stetig regeln zu können, wird die Gitterspannung an einem Potentiometer abgenommen, an dem die Spannungen 170,6 bis 400 V abgreifbar sein müssen.

Zur Linearisierung des Spannungsverlaufs wird der Kondensator über eine Ladepentode aufgeladen, da deren Anodenstrom bei konstanter Schirmgitterspannung unabhängig von Spannungsänderungen an der Anode konstant ist.

Die Größe des Ladestromes und damit die Kippfrequenz wird durch Verändern der Schirmgitterspannung geregelt. Nach (3) ist

$$I_{max} = 9{,}5\ mA,$$
$$I_{min} = 9{,}5 : 5 = 1{,}9\ mA.$$

Aus der I_a-U_{g2}-Kennlinie der Röhre 6 AC 7 entnimmt man die zugehörigen Schirmgitterspannungen:

$$U_{g2\,max} = 55\ V,$$
$$U_{g2\,min} = 10\ V.$$

Bei der Berechnung des Spannungsteilers für die Schirmgitterspannung (Bild 5) ist zu beachten, daß er durch den Schirmgitterstrom der Röhre belastet wird. Die I_{g2}-U_{g2}-Kennlinie der 6 AC 7 ist nahezu eine Gerade, das heißt, der Innenwiderstand der Röhre zwischen Katode und Schirmgitter kann als konstant angesehen werden. Er beträgt 22 kΩ.

Die Spannung am Spannungsteiler ist dann

$$U_{g2} = \frac{U_a \cdot (R_i \,||\, R_l)}{R_2}. \qquad (7)$$

Für R_1 erhalten wir dann die Gleichung:

$$R_1 = \frac{U_{g2} \cdot R_2 \cdot R_i}{U_a \cdot R_i - U_{g2} \cdot R_2}. \qquad (8)$$

Der Querstrom des Spannungsteilers wird zu 5 mA gewählt. Nach

$$I_q = \frac{U_a}{R_2} \qquad (9)$$

ist dann $R_2 = 80$ kΩ und gemäß (8) $R_{1\,max} = 22$ kΩ, $R_{1\,min} = 2{,}2$ kΩ.

Das Gitterspannungspotentiometer des Thyratrons wird mit in den Spannungsteiler einbezogen, und wir erhalten die Schaltung nach Bild 5 b. Um ein Überlappen der Bereiche zu gewährleisten, wurde das Regelverhältnis etwas erweitert.

Die Entladung der Kondensatoren über das Thyratron soll möglichst schnell erfolgen, doch darf der zulässige Spitzenstrom nicht überschritten werden. Dafür ist R_{45} maßgebend. Im Augenblick der

Bild 4: Schaltbild des Oszillografen

Zusammenstellung der Einzelteile Baugruppe 2: Oszillograf

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
Rö$_{3}$	Röhre LG 200		mit Fassung
Rö$_{4}$	Röhre 6 A C 7		mit Fassung
Rö$_{5}$	Röhre 6 J 5		mit Fassung
Rö$_{6}$	Röhre 6 J 5		mit Fassung
Rö$_{7}$	Röhre 6 A C 7		mit Fassung
Rö$_{8}$	Röhre 6 A C 7		mit Fassung
Rö$_{9}$	Röhre 6 J 5		mit Fassung
Rö$_{10}$	Röhre LB 1		mit Fassung
S_6	Stufenschalter	5stufig	
P_2, S_7	Potentiometer	5 kΩ, lin.	mit Schalter
P_3	Potentiometer	100 kΩ, lin.	
P_4, S_8	Potentiometer	5 kΩ, log.	mit Schalter
P_5	Potentiometer	1 MΩ, lin.	
P_6	Potentiometer	1 MΩ, log.	
P_7	Potentiometer	100 kΩ, lin.	
P_8, S_9	Potentiometer	25 kΩ, log.	mit Schalter
P_9	Potentiometer	1 MΩ, log.	
C_{11}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{12}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{13}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{14}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{15}	Elektrolytkondensator	16 μF, 500 V	
C_{16}	Elektrolytkondensator	16 μF, 500 V	
C_{17}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{18}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{19}	Elektrolytkondensator	25 μF, 500 V	
C_{20}	Elektrolytkondensator	16 μF, 500 V	
C_{21}	Elektrolytkondensator	50 μF, 8 V	
C_{22}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{23}	Elektrolytkondensator	32 μF, 500 V	
C_{24}	Elektrolytkondensator	50 μF, 8 V	
C_{25}	Sikatropkondensator	50 nF, 500 V	
C_{26}	Becherkondensator	0,5 μF, 500 V	
C_{27}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{28}	Sikatropkondensator	20 nF, 500 V	
C_{29}	Sikatropkondensator	4 nF, 500 V	
C_{30}	Sikatropkondensator	800 pF, 500 V	
C_{31}	Sikatropkondensator	10 nF, 500 V	

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
C_{32}	Sikatropkondensator	0,1 μF, 500 V	
C_{33}	Sikatropkondensator	50 nF, 500 V	
C_{33a}	Sikatropkondensator	50 nF, 500 V	
R_{20}	Schichtwiderstand	2 MΩ, 0,25 W	
R_{21}	Schichtwiderstand	2 MΩ, 0,25 W	
R_{22}	Schichtwiderstand	2 MΩ, 0,25 W	
R_{23}	Schichtwiderstand	2 MΩ, 0,25 W	
R_{24}	Schichtwiderstand	0,2 MΩ, 2 W	
R_{25}	Schichtwiderstand	5 kΩ, 1 W	
R_{26}	Schichtwiderstand	10 kΩ, 1 W	
R_{27}	Schichtwiderstand	100 kΩ, 1 W	
R_{28}	Schichtwiderstand	1 kΩ, 0,25 W	
R_{29}	Schichtwiderstand	150 Ω, 0,25 W	
R_{30}	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,25 W	
R_{31}	Schichtwiderstand	100 kΩ, 1 W	
R_{32}	Schichtwiderstand	15 kΩ, 1 W	
R_{33}	Schichtwiderstand	5 kΩ, 1 W	
R_{34}	Schichtwiderstand	150 Ω, 0,25 W	
R_{35}	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,25 W	
R_{36}	Schichtwiderstand	15 kΩ, 1 W	
R_{37}	Schichtwiderstand	2 kΩ, 0,25 W	
R_{38}	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,25 W	
R_{39}	Schichtwiderstand	50 kΩ, 1 W	
R_{40}	Schichtwiderstand	5 kΩ, 0,25 W	
R_{41}	Schichtwiderstand	0,4 MΩ, 0,25 W	
R_{42}	Schichtwiderstand	2 MΩ, 0,25 W	
R_{43}	Schichtwiderstand	2 kΩ, 0,25 W	
R_{44}	Schichtwiderstand	0,1 MΩ, 1 W	
R_{45}	Schichtwiderstand	300 Ω, 1 W	
R_{46}	Drahtwiderstand	1 kΩ, 3 W	
R_{46a}	Schichtwiderstand	0,1 MΩ, 0,25 W	
Bu_{14}	Koaxialbuchse		
Bu_{15}, Bu_{16}, Bu_{17}	3 Telefonbuchsen		
	9 Drehknöpfe		
	3 Skalenlampenfassungen		
	3 Blenden		für Kontrolllampen
	Lötösenleiste	12polig	
	2 Lötösenleisten	6polig	
Lp_2	Skalenlampe	6,3 V	
Lp_3	Skalenlampe	6,3 V	
Lp_4	Skalenlampe	12 V	

Entladung ist die Spannung an diesem Widerstand

$$U_{R45} = U_k = 190\ V. \qquad (10)$$

Da der zulässige Spitzenstrom I_{asp} = 0,75 A beträgt, ist R_{45} = 190 : 0,75 = 250 Ω. Nach dieser Methode kann die Schaltung für jede Röhre berechnet werden.

Die Synchronisation des Kippgerätes erfolgt vom Meßverstärkerausgang über C_{31} und P_9. In einer nachfolgenden Phasenumkehrröhre wird die Kippspannung verdoppelt und zugleich symmetriert. Der Eingangsspannungsteiler R_{42}, R_{41} hebt die Verstärkung dieser Stufe auf. Sie ist unter Berücksichtigung der Stromgegenkopplung am Katodenwiderstand

$$V = \frac{R_a}{D \cdot (R_i + R_a) + R_k}. \qquad (11)$$

Der Meßverstärker besitzt eine Eingangsstufe in Anodenbasisschaltung. Dadurch hat der Verstärker einen sehr hohen Eingangswiderstand, belastet also das Meßobjekt sehr wenig. Der Eingangswiderstand berechnet sich nach

$$R_e = \frac{R_g}{1 - V},$$

worin nach (11)

$$V = \frac{R_k}{D\,(R_i + R_k) + R_k}$$

ist, zu etwa 8 MΩ.

Der niederohmige Ausgang ermöglicht außerdem eine frequenzunabhängige Verstärkungsregelung. Auf die Katodenverstärkerstufe folgt ein normaler zweistufiger Breitbandverstärker, dessen Ausgangsspannung wie beim Kippgerät durch eine Phasenumkehrstufe symmetriert wird. Der Frequenzgang des Verstärkers ist zwischen 30 Hz und 500 kHz nahezu linear, die Gesamtverstärkung etwa 1500fach, so daß sich eine Eingangsempfindlichkeit von etwa 10 mV/cm ergibt.

Aufbau und Verdrahtung

Aufbau und Verdrahtung der Baugruppe sind aus den Bildern 6, 7, 8 und 9 zu erkennen. Auf kürzeste Leitungsführung ist zu achten. Das gilt besonders für den Meßverstärker. Der Eingang ist sehr sorgfältig abzuschirmen, da die Eingangsstufe infolge des hohen Eingangswiderstandes äußerst brummempfindlich ist. Die Masseverbindungen von Verstärker und Kippgerät werden an getrennte Masseleitungen geführt und diese an einem Punkt in unmittelbarer Nähe der Eingangsbuchse mit dem Chassis und der Nulleitung des Netzgerätes verbunden. Hierdurch werden un-

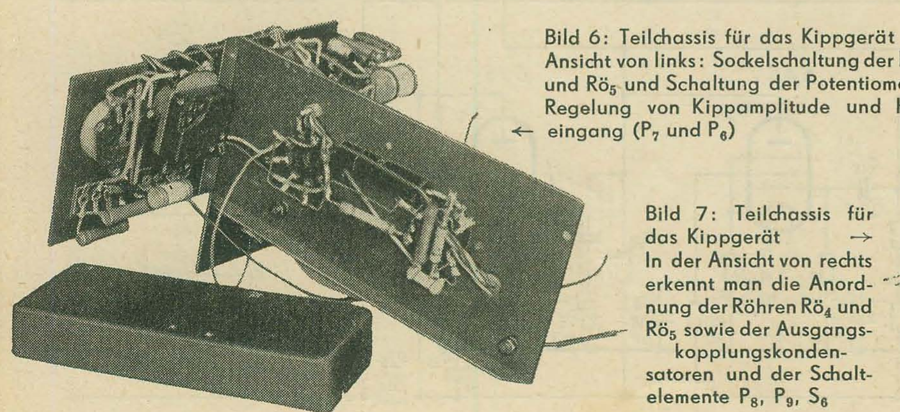


Bild 6: Teilchassis für das Kippgerät Ansicht von links: Sockelschaltung der Röhren Rö$_{4}$ und Rö$_{5}$ und Schaltung der Potentiometer für die Regelung von Kippamplitude und Horizontaleingang (P_7 und P_6)

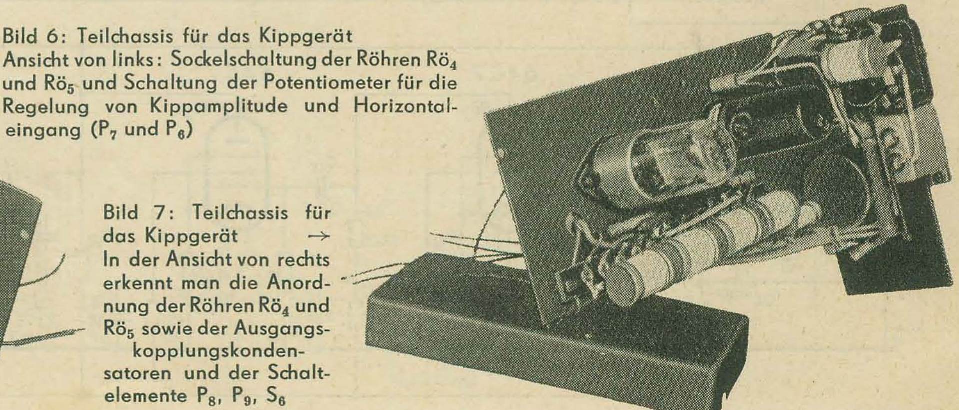


Bild 7: Teilchassis für das Kippgerät → In der Ansicht von rechts erkennt man die Anordnung der Röhren Rö$_{4}$ und Rö$_{5}$ sowie der Ausgangskopplungskondensatoren und der Schaltelemente P_8, P_9, S_6

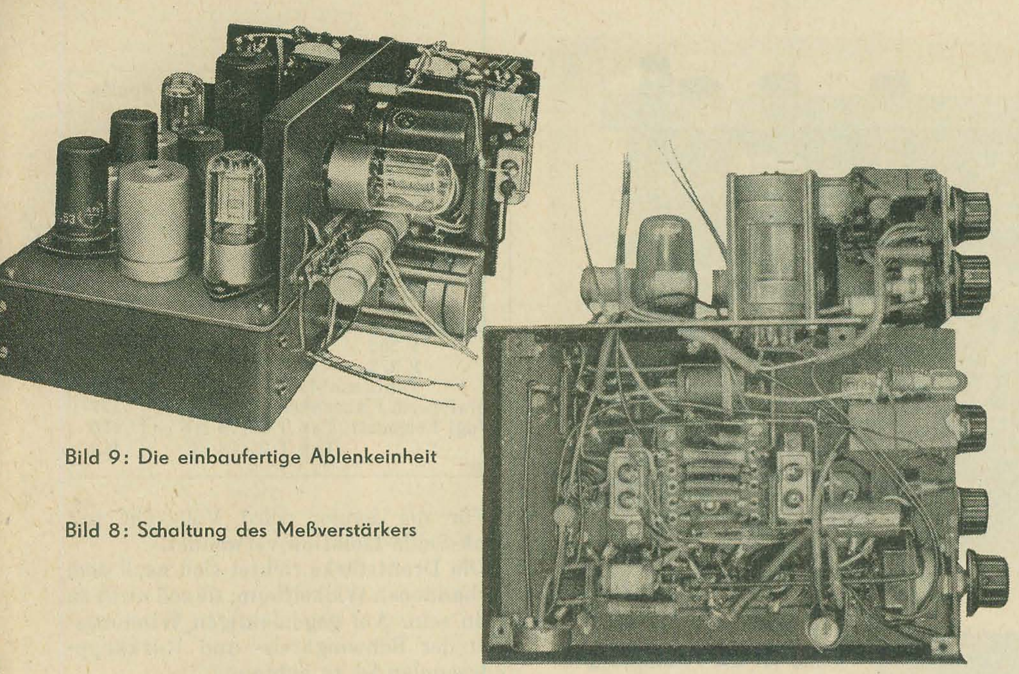


Bild 9: Die einbaufertige Ablenkeinheit

Bild 8: Schaltung des Meßverstärkers

erwünschte Kopplungen zwischen beiden Teilen vermieden. Die Erdungspunkte jeder Stufe des Verstärkers sind zweckmäßig wie in der UKW-Technik getrennt zusammenzufassen. Insbesondere müssen die Fußpunkte der Bauelemente R_{34}, R_{35}, C_{21} und P_4 an einem Punkt gemeinsam geerdet werden.

Überprüfung

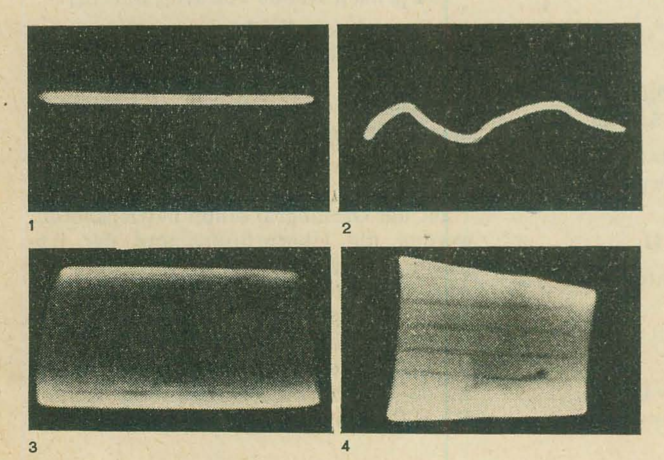
Nachdem die Baugruppe fertig aufgebaut und verdrahtet ist, wird sie in der angegebenen Reihenfolge auf einwandfreie Funktion überprüft:

Zunächst wird nur die Katodenstrahlröhre $Rö_{10}$ eingesetzt. Sämtliche Betriebsspannungen werden angelegt und der mit dem Potentiometer P_2 verbundene Schalter S_7 eingeschaltet. Es muß dann ein Leuchtpunkt auf dem Bildschirm erscheinen, dessen Helligkeit und Schärfe durch P_2 und P_3 verändert werden kann. Ist dies der Fall, so setzen wir die Röhren $Rö_3$, $Rö_4$ und $Rö_5$ ein. Nach dem Einschalten der Heizspannung durch S_8 (gekuppelt mit P_4) und S_9 (gekuppelt mit P_8) muß das Kippgerät arbeiten. Die Länge der waagerechten Linie auf dem Leuchtschirm kann durch P_7 verändert werden. In Endstellung von P_7 muß der Leuchtschirm voll ausgeschrieben sein. Anderenfalls ist der Widerstand R_{44} größer zu wählen. Beim Anlegen einer Wechselspannung von 100 V an Bu_{16} und Bu_{17} muß ebenfalls ein waagerechter Strich erscheinen, der in seiner Länge durch P_6 regelbar ist und in Endstellung den Schirm voll ausschreibt. Nun werden die restlichen Röhren eingesetzt. Bei voll aufgedrehtem Regler P_4 darf keine nennenswerte vertikale Auslenkung auftreten (Oszillogramm 1). Wird eine Auslenkung sichtbar (Oszillogramm 2), so sind Abschirmung und Heizkreissymmetrierung zu überprüfen.

Die während der Überprüfung festgestellten Fehler sind erst zu beseitigen, ehe die Überprüfung fortgesetzt wird, da sonst durch Zusammenwirken mehrerer Fehler die Verhältnisse unübersichtlich werden können und zu einer langwierigen Fehlersuche führen.

Zum Schluß überzeugen wir uns davon, ob der Meßverstärker verzerrungsfrei arbeitet, indem Spannungen verschiedener Frequenz und bekannter Kurvenform (zum Beispiel Sinusspannungen, Rechteckimpulse aus einem Relaisunterbrecher usw.) oszillografiert werden. Trapezverzerrungen der Oszillogramme (Oszillogramm 4) weisen darauf hin, daß die Symmetrierstufe des Kippgerätes entweder gar nicht arbeitet oder ihre Verstärkung nicht stimmt.

Stehen ein NF- und ein HF-Generator sowie ein Röhrenvoltmeter zur Verfügung, kann außerdem noch der Frequenzgang des Verstärkers kontrolliert werden.



Oszillogramm 1: Die Zeitlinie bei einwandfreier Abschirmung des voll aufgeregelten Meßverstärkers

Oszillogramm 2: Typisches Oszillogramm einer durch schlechte Abschirmung des Verstärkers eingestreuten Störspannung

Oszillogramm 3: HF-Spannung bei etwa 100 Hz Kippfrequenz

Oszillogramm 4: Die gleiche Spannung bei Trapezverzerrungen durch Ausfall der Kippsymmetrierung

Baugruppe 3: Generatorteil

Schaltung

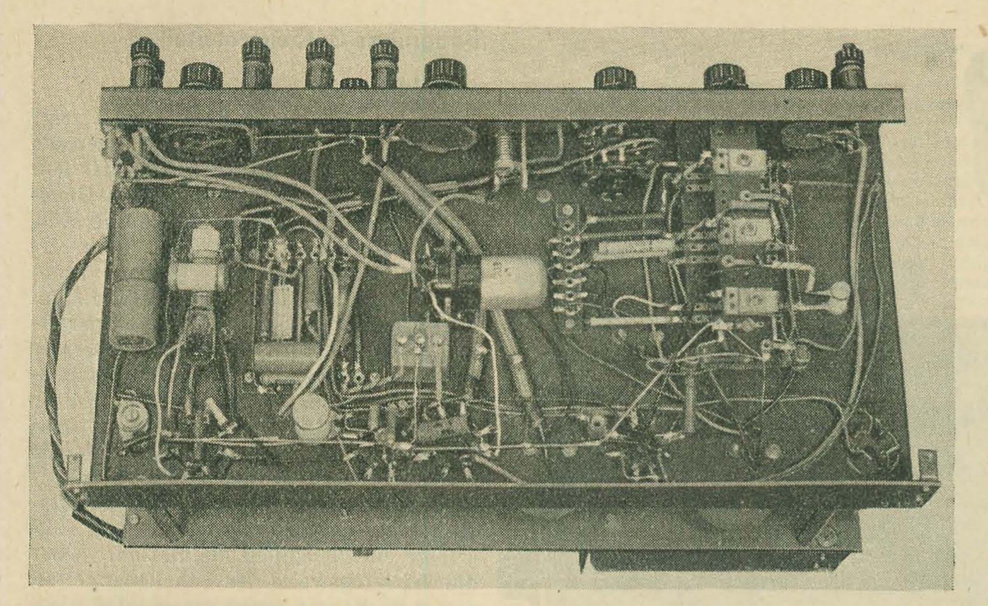
Die Schaltung der Baugruppe 3 zeigt Bild 12. Zwei Trioden 6 J 5 arbeiten als HF-Generatoren. Die Spannung des von 0,1 bis 10 MHz durchstimmbaren Generators wird vom Gitter der Röhre $Rö_{11}$ abgenommen und direkt dem ersten Gitter der Mischröhre $Rö_{12}$ (6 SA 7) zugeführt. An das Gitter 3 dieser Röhre kann über C_{49} eine NF-Spannung angelegt werden, die durch C_{48}, R_{61} und $Rö_{16}$ in einer Kippschaltung erzeugt wird. Der Kondensator C_{37} sorgt dafür, daß auf dieses Gitter keine HF-Spannungen gelangen. Dem Gitter 5 der Mischröhre kann über P_{12} die HF-Spannung des zweiten Generators zugeführt werden, der auf einer Festfrequenz von 1 MHz arbeitet. Durch $Rö_{13}$ erfolgt eine Frequenzmodulation. Über die Wirkungsweise der Schaltung sei an dieser Stelle nur soviel gesagt, daß diese Röhre wie eine scheinbare Induktivität der Größe

$$L_R = \frac{C_{39} \cdot R_{52}}{S}$$

wirkt, die parallel zu L_3 liegt und die Resonanzfrequenz des Kreises L_3, C_{51} periodisch ändert, sobald die Steilheit S von $Rö_{13}$ geändert wird. Zu diesem Zweck führt man dem Regelgitter G_3 von $Rö_{13}$ die Kippspannung des Oszillografen über einen Spannungsteiler zu. Durch Umschalten des Zug-Druck-Schalters von P_{11} wird dem Spannungsteiler statt der Kippspannung eine Gleichspannung zugeführt und der Generator G_2 zeitlich konstant um einen geringen Betrag verstimmt. P_{11} erhält eine Skala zum Ablesen der Verstimmung. Beim Betrieb als Schwebungssummer ist die Verstimmung gleich der Frequenz der NF-Spannung.

Im Anodenkreis der Mischröhre liegen der Meßkreis, der Ausgangsspannungsteiler und die Demodulatorröhre, die über die Schalter S_{13} bis S_{15} wahlweise angeschaltet werden können. Durch Verwenden besonderer Doppelbuchsen mit Klemmschrauben und Kurzschlußklinken konnten diese Schalter im Mustergerät bei einer etwas anderen Schaltung der Buchsen eingespart werden. Auf der Gesamtansicht des Gerätes sind sie daher nicht zu sehen. Es hat sich jedoch gezeigt, daß die Umschaltung mit Kippschaltern schneller und bequemer erfolgen kann. Daher wird für den Nachbau diese Ausführung empfohlen. Der Meßdrehkondensator hat eine Kapazität von 1 nF. Im Mustergerät wurde eine kapazitätslineare Ausführung (Kreisplattenschnitt) verwendet. Dadurch ergibt sich eine gleichmäßige Verteilung der Kapazitätswerte über die ganze Skala. Bei Verwendung eines üblichen 2 × 500-pF-Doppeldrehkondensators, dessen beide Systeme parallel geschaltet werden, wird das genaue Ablesen kleiner Kapazitätswerte leichter. Dagegen drängen sich die Werte am Ende des Bereiches zusammen. Vor allem ist es dann aber schwierig, große Induktivitätswerte genau abzulesen.

Die Umschaltung auf die verschiedenen Betriebsarten erfolgt durch den Schalter S_{10} mit den folgenden Schaltstellungen:



↑ Bild 10: Die Verdrahtung der Baugruppe 3

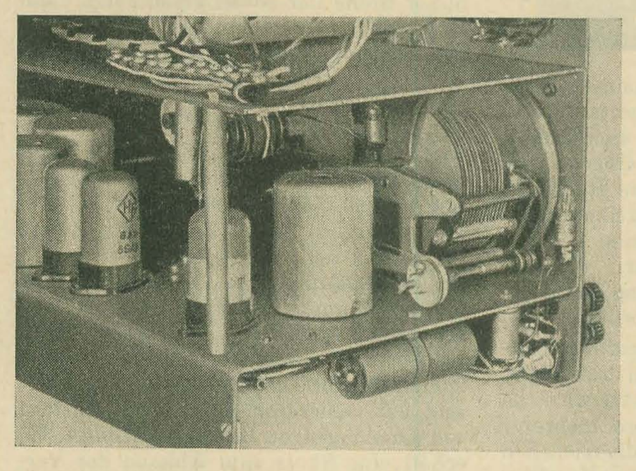


Bild 11: Anordnung der Einzelteile in der Baugruppe 3. Teilansicht: Im Vordergrund rechts der Meßkreisdrehkondensator, links die Oszillatorröhre des Generators G_2 mit Schwingkreisspule, dahinter die Nachstimm- und die Mischröhre. Unter dem Chassis erkennt man die Ausgangsbuchsen und die Kondensatoren C_{45} und C_{46}

1 Aus,
2 1 MHz frequenzmoduliert,
3 0,1 bis 10 MHz unmoduliert und Frequenzmessung,
4 0 bis 20 kHz konstant oder frequenzmoduliert,
5 0,1 bis 10 MHz amplitudenmoduliert.

Zur Frequenzmessung wird die Spannung mit der unbekannten Frequenz an die Buchsen Bu_6 und Bu_7 angelegt. Diese Messung wurde bereits im Abschnitt „Wirkungsweise des Gerätes" beschrieben. Die Kondensatoren C_{45} und C_{46} halten die Buchsen Bu_{10} und Bu_{11} hoch- und niederfrequenzmäßig auf Nullpotential. C_{45} muß induktionsfrei und dämpfungsarm sein und ist unmittelbar von Bu_{10} oder Bu_{11} aus an das Chassis zu legen (siehe Bild 11).

Die Anodenspannung des Generatorteils ist stabilisiert. Sie beträgt 140 V. Lp_6 dient als Einschaltkontrollampe; Lp_7 und Lp_8 beleuchten die Skalen der beiden Drehkondensatoren.

Aufbau und Verdrahtung

Wir beginnen mit der Herstellung der Spulen für die beiden Generatoren und den Meßkreis. Der Generator G_1 überstreicht die Frequenzbereiche

I 100 bis 300 kHz,
II 300 bis 1000 kHz,
III 1000 bis 3000 kHz,
IV 3000 bis 10000 kHz.

Diese Aufteilung vereinfacht die Herstellung der Skala, da für je zwei Bereiche nur eine Skala erforderlich ist. Der Schwingkreisdrehkondensator C_{57} ist ein normaler 500-pF-Drehkondensator. Unter Berücksichtigung der Schalt- und Trimmerkapazitäten ergibt sich ein Kapazitätsbereich von 50 bis 550 pF.

Das Kapazitätsverhältnis ist also

$$C_a : C_e = 1 : 11,$$

und das Frequenzverhältnis wird nach

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \qquad f_e : f_a = \sqrt{\frac{C_a}{C_e}} = 1 : 3{,}32.$$

Somit werden also die Bereiche II und IV gerade bestrichen. Für die Bereiche I und III wird durch größere Trimmerkapazitäten das C-Verhältnis etwas eingeengt. Die Induktivität der Schwingkreisspulen erhalten wir aus $L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C}$ für C = 550 pF zu

$$L_8 = 4{,}6 \text{ mH}, \; L_9 = 0{,}51 \text{ mH}, \; L_{10} = 46\,\mu\text{H}, \; L_{11} = 5{,}1\,\mu\text{H}.$$

Die Windungszahl richtet sich nach dem verwendeten Spulenkörper.

Es ist

$$n = K\sqrt{L}\,;\ L \text{ in mH}.$$

K ist die Spulenkonstante (siehe Tabelle 2).

Die Rückkopplungsspulen erhalten folgende Windungen:

$$n_{L_4} = 0{,}2 \cdot n_{L_8},\ n_{L_5} = 0{,}3 \cdot n_{L_9},\ n_{L_6} = 0{,}6 \cdot n_{L_{10}},\ n_{L_7} = n_{L_{11}}.$$

Tabelle 2

Kernkonstanten der gebräuchlichen Spulenkörper

Spulenkörper	K
Siemens H-Kern	133
Haspelkern	152
Schraubkern	210
Dralowid Topfkern	135
Garnrolle	165
Würfelkern	180
E-Kern mit Joch	193
Görler F 201	167
F 202	152
F 272	170
Topfkern 01717	166
Draloperm Flanschkern	177
Vogt-Ferrocart Typ T 21/18 HF	170
Typ T 21/18 ZF	149

Für die Spulen wird Volldraht mit Lack-Seide-Isolation verwendet.

Die Drahtstärke richtet sich nach dem vorhandenen Wickelraum, sie soll nicht zu klein sein. Auf gegenläufigen Windungssinn der Schwingkreis- und Rückkopplungsspulen ist zu achten.

L_3 hat eine Induktivität von 0,5 mH. Für L_2 gilt $n_{L_2} = 0{,}25 \cdot n_{L_3}$.

Im übrigen sind die angeführten Hinweise zu beachten.

L_{12} muß als Meßkreisspule eine hohe Güte haben. Für diese Spule ist daher ein verlustarmer Spulenkörper mit möglichst großem Wickelraum zu verwenden. Die Spule wird mit dicker HF-Litze (etwa 30 × 0,1) gewickelt. Ihre Induktivität beträgt 23 μH. Sämtliche Spulen müssen abgleichbar sein!

Für den mechanischen Aufbau werden keine genauen Angaben gemacht, da er weitgehend von den Abmessungen der verwendeten Bauteile, wie Drehkondensatoren, Schalter usw., abhängt. Die Bilder 10 und 11 geben hier einige Anhaltspunkte. Die Spulen sind so anzuordnen, daß sie von der Unterseite des Chassis abgleichbar sind. Alle Bauteile sind so anzuordnen, daß kürzeste HF-Leitungen entstehen. Diese werden ohne Rücksicht auf schönes Aussehen auf geradem Wege verlegt. Folgende Leitungen sind abzuschirmen, sobald ihre Länge 5 cm übersteigt:

P_{12} nach Gitter 5 von $Rö_{12}$,
P_{12} nach dem Gitter von $Rö_{14}$,
Anode $Rö_{12}$ nach Bu_{12}, Bu_{13},
Bu_{12}, Bu_{13} nach S_{13}, S_{14}, S_{15},
S_{13} nach P_{10},
S_{14} nach C_{52},
S_{15} nach L_{12},
P_{10} nach Anode von $Rö_{15}$ und C_{44}.

Alle anderen Hochfrequenz führenden Leitungen können durch passende Anordnung der Kleinschaltelemente so kurz gehalten werden, daß sich eine Abschirmung erübrigt.

Überprüfung und Abgleich

Ist der Oszillograf schon betriebsbereit, werden die Überprüfung und der Abgleich des Generatorteils sehr erleichtert. Außer einem Rundfunkempfänger mit genau geeichter Skala werden keine weiteren Hilfsgeräte benötigt.

Zunächst wird Generator G_1 überprüft. Zu diesem Zweck setzen wir die Röhren $Rö_{17}$, $Rö_{11}$ und $Rö_{12}$ ein, bringen S_{10} in

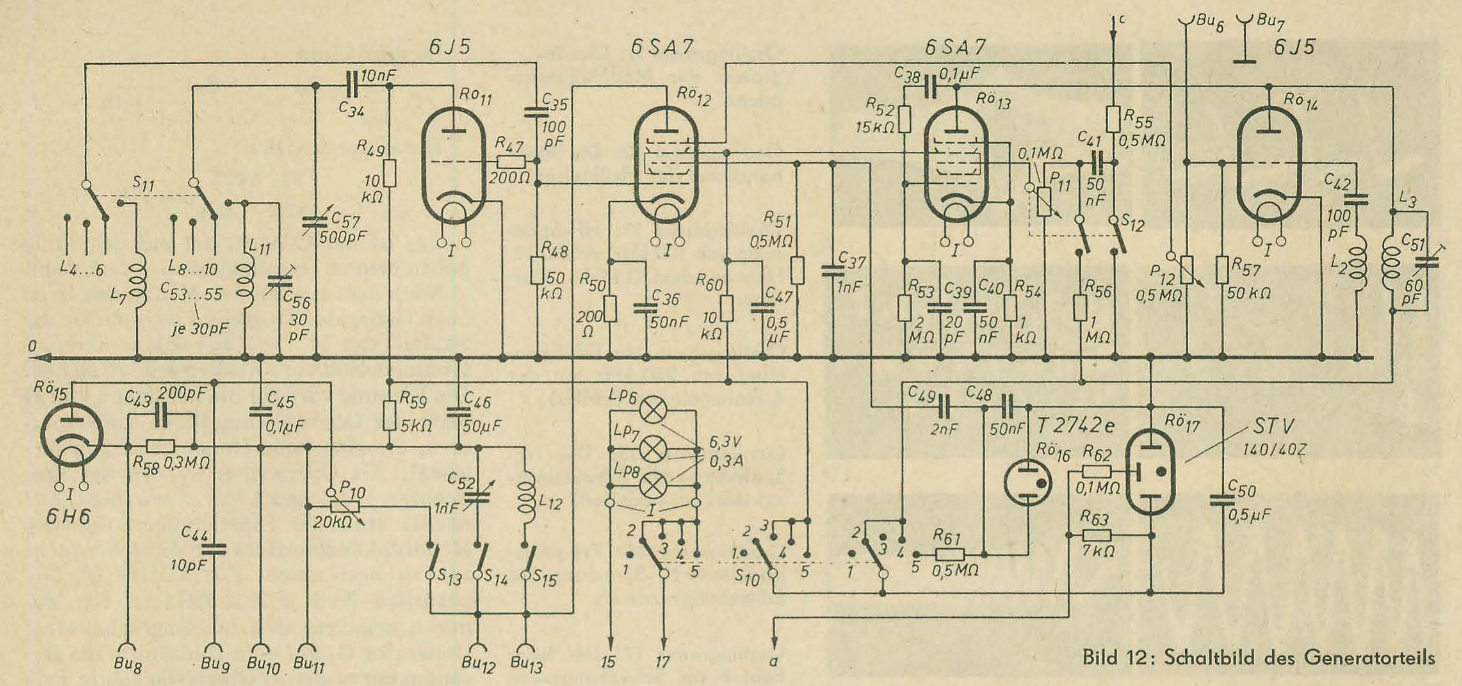


Bild 12: Schaltbild des Generatorteils

Stellung 3, schalten S_{13} ein und verbinden Bu_{13} mit dem Meßverstärkereingang Bu_{14}. S_{14} und S_{15} müssen offen sein. Nun wird der Oszillograf eingeschaltet. Bei niedriger Kippfrequenz muß die Hochfrequenz als gleichmäßig leuchtendes Band sichtbar sein (Oszillogramm 5). Wir drehen nacheinander alle vier Bereiche durch und stellen fest, ob der Generator auf allen Frequenzen schwingt.

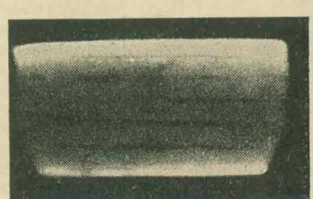
Schwingt er in einem Bereich nicht, so ist die Windungszahl der betreffenden Rückkopplungsspule etwas zu vergrößern. Setzt dagegen die Schwingung in einem Bereich nur bei den niedrigen Frequenzen aus, so ist der Kondensator C_{35} etwas größer zu wählen. Wenn die Hochfrequenz nicht als gleichmäßig leuchtendes, stillstehendes Band erscheint, sondern Bilder wie in den Oszillogrammen 6 oder 9 zu sehen sind, ist das ein Zeichen für Überrückkopplungen. In diesem Fall muß die Windungszahl der betreffenden Rückkopplungsspule verringert werden. Manchmal genügt auch bereits eine Verkleinerung von C_{35} oder das Einschalten eines Widerstandes von einigen Kiloohm in Reihe mit der Rückkopplungsspule.

Ist die HF-Amplitude in den verschiedenen Bereichen sehr unterschiedlich, so empfiehlt es sich, für jeden Bereich einen anderen Gitterkopplungskondensator vorzusehen. Diese werden dann zwischen die Schalterkontakte und die Spulen L_4 bis L_7 geschaltet. Ihre Größe muß durch Versuche ermittelt werden. C_{35} erübrigt sich in diesem Fall.

Arbeitet der Generator G_1 einwandfrei, so setzen wir $Rö_{16}$ ein und bringen S_{10} in Stellung 5. Hier muß das Oszillogramm der modulierten HF-Spannung sichtbar werden (Oszillogramm 10). Jetzt können wir auch den Demodulator überprüfen. Dazu wird $Rö_{15}$ eingesetzt. Bu_{14} mit Bu_8 verbunden und P_{10} voll aufgedreht. Da eine Demodulation der Hochfrequenz erfolgen soll, muß auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre das Oszillogramm der Modulationsfrequenz erscheinen (Oszillogramm 11).

Als nächstes folgt der Abgleich des Meßkreises. Wir bringen S_{10} in Stellung 5 und verbinden Bu_9 mit der Antennenbuchse des Rundfunkempfängers, schalten den Generator G_1 auf Bereich II, stimmen den Empfänger genau auf 1 MHz ab und drehen C_{57} durch, bis im Empfänger der Modulationston des Generators zu hören ist. In dieser Stellung belassen wir C_{57}, schalten jetzt S_{13} aus und S_{14} sowie S_{15} ein. Bu_{14} wird wieder mit Bu_{12} verbunden. Bei ganz eingedrehtem Drehkondensator C_{52} wird jetzt L_{12} auf Maximalamplitude des Oszillogramms abgeglichen. Damit liegt das Frequenznormal für alle weiteren Abgleicharbeiten fest. L_{12} darf jetzt auf keinen Fall mehr verändert werden. Für alle künftigen Messungen ist das gleiche Anschlußkabel zum Meßverstärker zu benutzen, da seine Kapazität, die ungefähr 60 pF beträgt (für etwa 1 m Länge), mit in die Kreiskapazität eingeht. Es ist ein möglichst verlustarmes HF-Kabel zu verwenden.

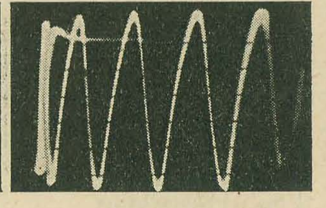
Wir können nach Einsetzen der Röhren $Rö_{13}$ und $Rö_{14}$ jetzt den Generator G_2 abgleichen. Dazu wird lediglich S_{10} in Stellung 2 geschaltet. Es muß wieder ein Bild entsprechend Oszillogramm 5 erscheinen. Anderenfalls gelten die für den Generator G_1 gegebenen Hinweise. Der Abgleich auf Maximalamplitude erfolgt bei ganz zugedrehtem Potentiometer P_{11}, während P_{12} etwa $^2/_3$ aufgedreht wird. An diesem Abgleich darf nun ebenfalls nichts mehr geändert werden. Drehen wir jetzt P_{11} auf, muß bei offenem Druck-Zug-Schalter S_{12} die Resonanzkurve des Meßkreises (Oszillogramm 12) erscheinen. Bei geschlossenem Schalter ändert sich beim Betätigen von P_{11} infolge der Verstimmung lediglich die Amplitude. Mit P_{12} läßt sich der Generator G_2 nun noch etwas verstimmen. Dadurch kann im Betrieb die Resonanzkurve vor jeder Messung auf Bildmitte eingestellt werden. Wird eine unsymmetrische Resonanzkurve abgebildet oder enthält sie Sprünge, ist die HF-Spannung zu groß und übersteuert die Nachstimmröhre. P_{12} ist dann etwas weiter zuzudrehen und der Abgleich von Generator G_2 in dieser Stellung noch einmal zu wiederholen.



Oszillogramm 5: Sinusförmige HF-Spannung des Generators G_1 (etwa 100 kHz) bei 100 Hz Kippfrequenz

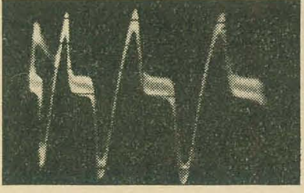


Oszillogramm 6: Die gleiche Spannung wie in Oszillogramm 5, jedoch durch Oberwellen infolge Überrückkopplung verzerrt

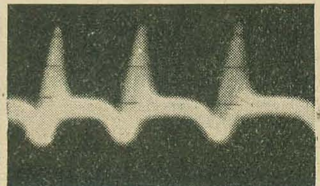


Oszillogramm 7: Die Spannung des Oszillogramms 5. Bei hoher Kippfrequenz erkennt man die Sinusform der Schwingung

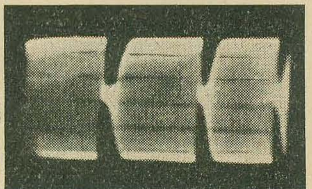
Oszillogramm 8: Die gleiche Spannung wie in Oszillogramm 6. Bei hoher Kippfrequenz erkennt man hier die Art der Verzerrungen ↓

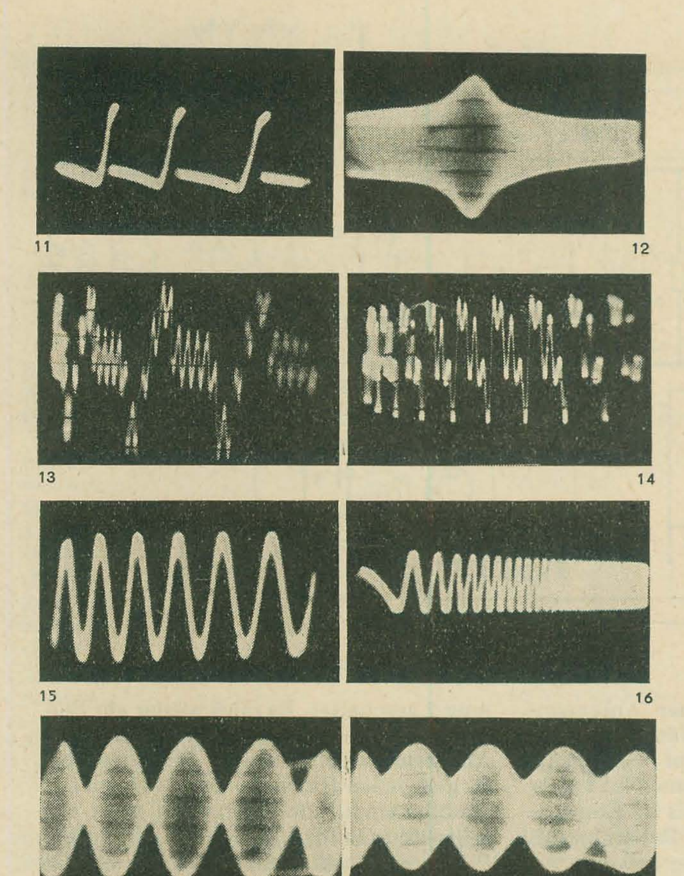


Oszillogramm 9: Bei sehr fester Rückkopplung können Sperrschwingerscheinungen auftreten ↓



Oszillogramm 10: Modulierte Hochfrequenz ↓





Oszillogramm 11: Oszillogramm der Modulationsfrequenz

Oszillogramm 12: Die Resonanzkurve des Meßkreises

Oszillogramm 13: HF-Spannung von 100 kHz mit der 10. Harmonischen (1 MHz) überlagert

Oszillogramm 14: HF-Spannung von 250 kHz mit der 4. Harmonischen (1 MHz)

Oszillogramm 15: Die NF-Spannung des Schwebungssummers (unmoduliert)

Oszillogramm 16: Frequenzmodulierte NF-Spannung des Schwebungssummers

Oszillogramm 17: Die beim Betrieb als Schwebungssummer am Meßkreis auftretende Schwebung, durch deren Demodulation die NF entsteht, bei fast gleicher HF-Amplitude beider Generatoren

Oszillogramm 18: Die gleiche Schwebung, jedoch bei verschiedenen Amplituden

Zum Eichen des Meßkreises kleben wir provisorisch eine von 0 bis 180° unterteilte Skala auf die Antriebsscheibe von C_{52} und schließen zwischen Bu_{10} und Bu_{13} nacheinander verschiedene Kondensatoren enger Toleranz in der Größe von 10 bis 1000 pF an und stellen C_{52} jedesmal so ein, daß die Resonanzkurve wieder in Bildmitte erscheint. Die Skalenstellung in Grad für jede Kapazität wird notiert und danach die endgültige Skala geeicht.

Die Eichung der L-Skala ergibt sich aus derjenigen der C-Skala nach folgender Überlegung:

Es ist:

$$L = \frac{1}{\omega^2 C}, \; \omega \text{ ist konstant, also } L = \frac{k}{C}.$$

Die Meßspule hat eine Induktivität $L_m = 23\,\mu H$. Einschließlich Kabel- und Schaltkapazitäten bei eingedrehtem Drehkondensator ist $C_m = 1125$ pF.

Es muß dann

$$\frac{L}{L_m} = \frac{C_m}{C} = \frac{C_m}{C_m - C_{Sk}} \text{ sein.}$$

Daraus ergibt sich:

$$L = \frac{23 \cdot 1125}{1125 - C_{Sk}} \text{ in } \mu H.$$

C_{Sk} ist der C-Wert, der auf der Skala neben dem zu errechnenden L-Wert steht.

Nach dem Eichen des Meßkreises kann auch Generator G_1 geeicht werden. Da die Skalen von je zwei Bereichen übereinstimmen, sind nur zwei Bereiche zu eichen. Die Eichung wird für die Bereiche I und II nach der Oberwellenmethode vorgenommen, die eine hohe Genauigkeit gewährleistet. Als Oberwellen werden die Frequenzen 1, 1,5 und 2 MHz verwendet. Zunächst sind die Einstellungen C_{Sk} des Meßdrehkondensators für diese Frequenzen zu bestimmen. Für 1 MHz ist C_{Sk} natürlich Null. Für 2 MHz ist C_{Sk} dadurch gegeben, daß bei eingeschaltetem Generator G_2 auf dem Bildschirm die Resonanzkurve der 1. Oberwelle seiner Frequenz erscheint. Der Wert muß ungefähr 850 pF betragen. Bei der Frequenz 1,5 MHz wird C_{Sk}, dessen Wert bei etwa 625 pF liegt, mit Hilfe eines Rundfunkgerätes wie beim Abgleich des Meßkreises ermittelt. Durch Einschalten des Meßkreises werden die Oberwellen, die mit geringer Amplitude in der Generatorvorspannung stets vorhanden sind, gegenüber dieser um ein Vielfaches angehoben. Die drei ermittelten Eichfrequenzen erscheinen als Oberwellen folgender Frequenzen:

1 MHz = Grundwelle von 1000 kHz
= 1. Oberwelle von 500 kHz
= 2. Oberwelle von 333 kHz
= 3. Oberwelle von 250 kHz
= 4. Oberwelle von 200 kHz
= 5. Oberwelle von 167 kHz
= 6. Oberwelle von 143 kHz
= 7. Oberwelle von 125 kHz

Zusammenstellung der Einzelteile Baugruppe 3: Generatorteil

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
$Rö_{11}$	Röhre 6J 5		mit Fassung
$Rö_{12}$	Röhre 6 SA 7		mit Fassung
$Rö_{13}$	Röhre 6 SA 7		mit Fassung
$Rö_{14}$	Röhre 6 J 5		mit Fassung
$Rö_{15}$	Röhre 6 H 6		mit Fassung
$Rö_{16}$	Glimmlampe T 2742e		mit Fassung
$Rö_{17}$	Stabilisator STV 140/40 Z		mit Fassung
S_{10}	Schalter	3 × 5	
S_{11}	Schalter	2 × 4	
S_{13}	Kippschalter	1polig	
S_{14}	Kippschalter	1polig	
S_{15}	Kippschalter	1polig	
P_{10}	Potentiometer	20 kΩ	Draht
P_{11}, S_{12}	Potentiometer	0,1 MΩ, log.	mit Zug-Druck-Schalter
P_{12}	Potentiometer	0,5 MΩ, log.	
L_2 bis L_{12}	6 HF-Spulenkörper		
Bu_6 bis Bu_{13}	4 Doppelbuchsen		
Lp_6, Lp_7, Lp_8	3 Skalenlampen	6,3 V; 0,3 A	mit Fassungen für Lp_6
	Blende		
R_{47}	Schichtwiderstand	200 Ω, 0,25 W	
R_{48}	Schichtwiderstand	50 kΩ, 1 W	
R_{49}	Schichtwiderstand	10 kΩ, 0,25 W	
R_{50}	Schichtwiderstand	200 Ω, 0,25 W	
R_{51}	Schichtwiderstand	0,5 MΩ, 0,25 W	
R_{52}	Schichtwiderstand	15 kΩ, 0,25 W	
R_{53}	Schichtwiderstand	2 MΩ, 0,25 W	
R_{54}	Schichtwiderstand	1 kΩ, 0,25 W	
R_{55}	Schichtwiderstand	0,5 MΩ, 0,25 W	
R_{56}	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,25 W	
R_{57}	Schichtwiderstand	50 kΩ, 0,25 W	
R_{58}	Schichtwiderstand	0,3 MΩ, 0,25 W	
R_{59}	Schichtwiderstand	5 kΩ, 0,25 W	
R_{60}	Schichtwiderstand	10 kΩ, 1 W	
R_{61}	Schichtwiderstand	0,5 MΩ, 0,25 W	
R_{62}	Schichtwiderstand	0,1 MΩ, 1 W	
R_{63}	Drahtwiderstand	7 kΩ, 10 W	
C_{34}	Papierkondensator	10 nF	
C_{35}	Keramikkondensator	100 pF	
C_{36}	Papierkondensator	50 nF	
C_{37}	Papierkondensator	1 nF	
C_{38}	Sikatropkondensator	0,1 μF	
C_{39}	Keramikkondensator	20 pF	
C_{40}	Papierkondensator	50 nF	
C_{41}	Papierkondensator	50 nF	
C_{42}	Keramikkondensator	100 pF	
C_{43}	Keramikkondensator	200 pF	
C_{44}	Keramikkondensator	10 pF	
C_{45}	Sikatropkondensator	0,1 μF	
C_{46}	Elektrolytkondensator	50 μF, 150 V	
C_{47}	Becherkondensator	0,5 μF	
C_{48}	Sikatropkondensator	50 nF	
C_{49}	Sikatropkondensator	2 nF	
C_{50}	Becherkondensator	0,5 μF	
C_{51}	Trimmer	60 pF	
C_{52}	Drehkondensator	1 nF	kapazitätslinear
C_{53} bis C_{56}	4 Trimmer	30 pF	
C_{57}	Drehkondensator	500 pF	

= 8. Oberwelle von 111 kHz
= 9. Oberwelle von 100 kHz
1,5 MHz = 1. Oberwelle von 750 kHz
= 2. Oberwelle von 500 kHz
= 3. Oberwelle von 375 kHz
= 4. Oberwelle von 300 kHz
2 MHz = 2. Oberwelle von 666 kHz
= 4. Oberwelle von 400 kHz

Wir erhalten also folgende Eichpunkte:

Bereich I: 100, 111, 125, 143, 167, 200, 250, 300 kHz,

Bereich II: 300, 333, 375, 400, 500, 666, 750, 1000 kHz.

Sie sind bei eingeschaltetem Meßkreis (S_{13} muß offen sein) zu ermitteln, wobei in Stellung 3 von S_{10} die Bereiche I und II durchgedreht und die Punkte markiert werden, bei denen die betreffenden Oberwellen im Oszillogramm sichtbar sind (Oszillogramme 13 und 14). Nach Eintragen der Eichpunkte in ein Diagramm erhalten wir die Eichkurven der Bereiche. Abschließend überzeugen wir uns von der einwandfreien Funktion des Generatorteils beim Betrieb als Schwebungssummer. Hierzu werden die Schalter S_{13} bis S_{15} geschlossen. S_{10} bringen wir in Stellung 4, verbinden Bu_{14} mit Bu_8 und bringen P_{11} in Nullstellung. Beim Einstellen des Generators G_1 auf 1 MHz muß eine sinusförmige NF-Spannung vorhanden sein, deren Frequenz sich durch P_{11} bei geschlossenem Schalter S_{12} von 0 bis 20 kHz regeln läßt (Oszillogramm 15). Ist S_{12} offen, muß die NF-Spannung frequenzmoduliert sein (Oszillogramm 16).

Baugruppe 4: Meßbrücke

Über die Schaltung und den Aufbau dieser Baugruppe ist nichts Besonderes zu bemerken. Die Bilder 13, 14 und 15 geben hierüber genügend Auskunft.

Bild 13: Die Meßbrücke

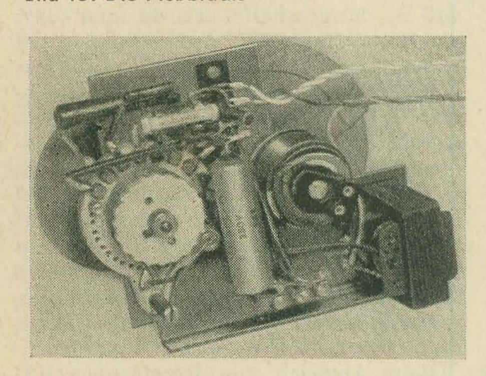
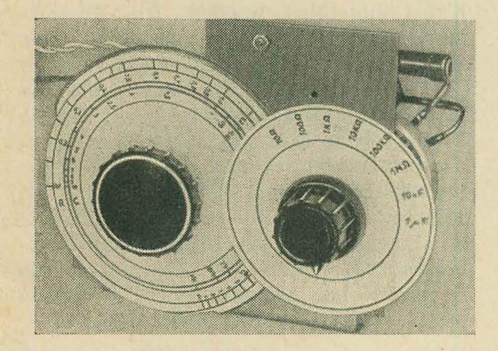


Bild 14: Die Ausführung der Skalen an der Meßbrücke



Die Widerstände R_3 bis R_8 sollen vom angegebenen Sollwert nicht mehr als ±1% abweichen. R_3, R_4 und R_5 können aus Widerstandsdraht hergestellt und auf einer Meßbrücke genau abgeglichen werden. Für R_6, R_7 und R_8 werden zweckmäßig engtolerierte Meßwiderstände verwendet. Sind diese nicht

Zusammenstellung der Einzelteile — Baugruppe 4: Meßbrücke

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
P_1	Potentiometer	20 kΩ	Draht
Tr_2	Transformator		
S_3	Stufenschalter	8stufig	
C_9	Kondensator	1 µF	
C_{10}	Kondensator	10 nF	
R_3	Drahtwiderstand	10 Ω, 3 W	
R_4	Drahtwiderstand	100 Ω, 0,5 W	
R_5	Drahtwiderstand	1 kΩ, 0,5 W	
R_6	Schichtwiderstand	10 kΩ, 0,5 W	
R_7	Schichtwiderstand	100 kΩ, 0,5 W	
R_8	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,5 W	
Bu_1, Bu_2	Doppelbuchse		
	2 Drehknöpfe		für S_3 und P_1
Bu_3	Einzelbuchse		
Lp_5	Skalenlampe	6,3 V; 0,3 A	mit Fassung

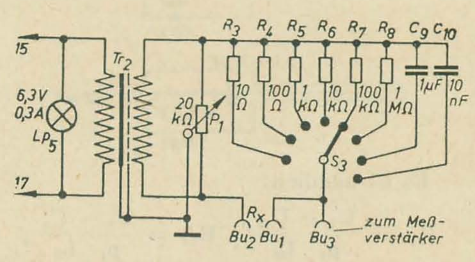


Bild 15: Schaltung der Meßbrücke

zu beschaffen, kann man gewöhnliche Schichtwiderstände, deren Wert etwas unter dem Sollwert liegt, auf der Meßbrücke durch Zuschalten kleiner Zusatzwiderstände auf den richtigen Wert abgleichen. Dies gilt auch für die Kondensatoren C_9 und C_{10}. Zum Abgleich der Meßbrücke stellen wir uns fünf Drahtwiderstände her, die auf 5, 10, 20, 30 und 40 Ω genau abgeglichen sind. Durch Zusammenschalten dieser Widerstände läßt sich jeder Widerstandswert zwischen 5 und 100 Ω in Stufen zu je 5 Ω reproduzieren. Hiernach wird die Skala bei $R_n = 10\ \Omega$ von 1 bis 10 und bei $R_n = 100\ \Omega$ von 0,1 bis 1 geeicht. Damit liegt die Eichung der Widerstandsmeßbereiche fest. Die Eichung der Kapazitätsmeßbereiche ergibt sich aus der R-Skala nach der Gleichung

$$\frac{R_x}{R_n} = \frac{C_n}{C_x}.$$

Da die R-Skala für Widerstände in Verhältnissen R_x/R_n geeicht ist, brauchen wir nur jeweils den Kehrwert zu bilden, um die Eichung der C-Skala zu erhalten. Dem Wert 2,5 der R-Skala entspricht also der Wert 0,4 der C-Skala.

Baugruppe 5: Vielfachmeßgerät

Die Schaltung des Vielfachmeßgerätes zeigt Bild 17. Die Größe der Widerstände richtet sich nach den Daten des verwendeten Meßwerkes und der Wahl der Meßbereiche. Nachstehend wird ihre Berechnung erläutert, für die folgende Daten des Meßwerkes bekannt sein müssen:

Strom bei Vollausschlag I_m,
Instrumentenwiderstand R_m.

Bezeichnen wir mit p den Meßbereichserweiterungsfaktor für die Strommeßbereiche, so errechnen sich die Widerstände wie folgt:

Allgemein gilt für eine Stromverzweigung:

$$I_m : I_p = R_p : R_m. \qquad (1)$$

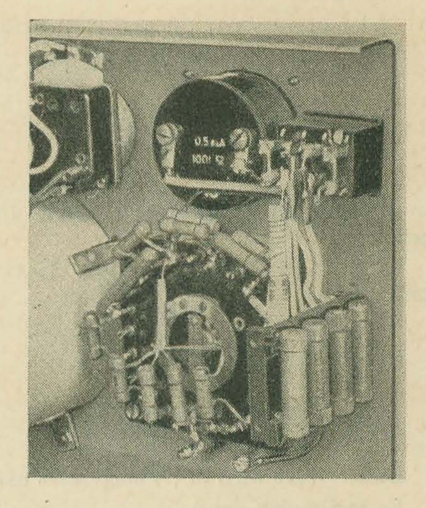


Bild 16: Das Vielfachmeßinstrument

Der Gesamtstrom soll sein

$$I = I_m + I_p = p \cdot I_m, \qquad (2)$$

dann ist

$$I_p = (p - 1)\, I_m. \qquad (3)$$

Somit wird nach (1)

$$R_p = R_m \cdot \frac{1}{(p - 1)}. \qquad (4)$$

Bei der hier angewendeten Schaltung mit einem gewöhnlichen Stufenschalter ohne zusätzliche Kontakte ergeben sich aus (4) für R_9 bis R_{12} vier Gleichungen:

$$R_9 + R_{10} + R_{11} + R_{12} = R_m \cdot \frac{1}{p_1 - 1} \qquad (5)$$

$$R_9 + R_{10} + R_{11} = \frac{1}{p_2 - 1} \cdot (R_{12} + R_m) \qquad (6)$$

$$R_9 + R_{10} = \frac{1}{p_3 - 1} (R_{11} + R_{12} + R_m) \qquad (7)$$

$$R_9 = \frac{1}{p_4 - 1} (R_{10} + R_{11} + R_{12} + R_m) \qquad (8)$$

Dieses Gleichungssystem erscheint zunächst recht kompliziert, läßt sich aber nach dem Einsetzen der Zahlenwerte leicht auflösen.

Im Mustergerät ist:

$$I_m = 0{,}5\ \text{mA}, \quad R_m = 1000\ \Omega.$$

$$p_1 = 2, \quad p_2 = 20, \quad p_3 = 200, \quad p_4 = 2000.$$

Es wurden die Meßbereiche 1, 10, 100, 1000 mA gewählt. Dann erhalten wir aus (5):

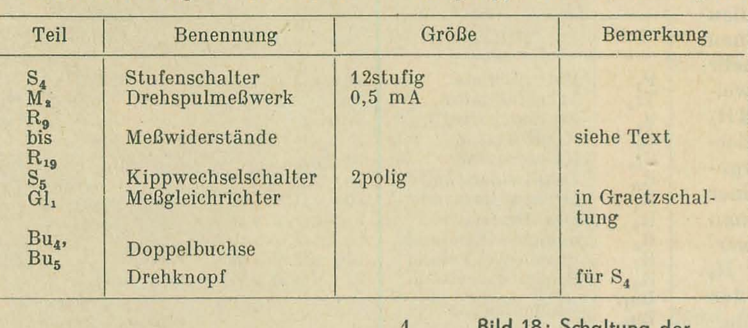
$$R_9 + R_{10} + R_{11} + R_{12} = 1000 \frac{1}{2 - 1} = 1000$$

oder

$$R_9 + R_{10} + R_{11} = 1000 - R_{12}; \qquad (9)$$

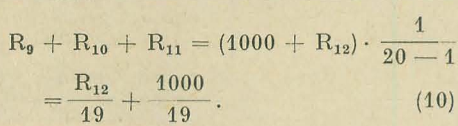
aus (6):

Zusammenstellung der Einzelteile **Baugruppe 5: Vielfachmeßgerät**



Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
S_4	Stufenschalter	12stufig	
M_2	Drehspulmeßwerk	0,5 mA	
R_9 bis R_{19}	Meßwiderstände		siehe Text
S_5	Kippwechselschalter	2polig	
Gl_1	Meßgleichrichter		in Graetzschaltung
Bu_4, Bu_5	Doppelbuchse		
	Drehknopf		für S_4

Bild 17: Schaltung des Vielfachmeßinstrumentes



$$R_9 + R_{10} + R_{11} = (1000 + R_{12}) \cdot \frac{1}{20-1} = \frac{R_{12}}{19} + \frac{1000}{19}. \quad (10)$$

Gleichsetzung von (9) und (10) ergibt:

$$1000 - R_{12} = \frac{1000}{19} + \frac{R_{12}}{19},$$

$$19000 - 19\,R_{12} = 1000 + R_{12},$$

$$18000 = 20\,R_{12},$$

$$R_{12} = 900\,\Omega.$$

Diesen Wert setzen wir in (6) ein und erhalten:

$$R_9 + R_{10} + R_{11} = 100 \quad (11)$$

oder

$$R_9 + R_{10} = 100 - R_{11}.$$

(11) setzen wir mit (7) gleich:

$$\frac{1}{199}(R_{11} + 1900) = 100 - R_{11},$$

$$R_{11} = 90\,\Omega.$$

Dieser Wert wird in (7) eingesetzt usw. Es ergibt sich dann

$$R_{10} = 9\,\Omega,$$

$$R_9 = 1\,\Omega.$$

Die Vorwiderstände R_{13} bis R_{19} berechnen sich sehr einfach.

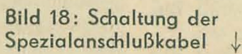
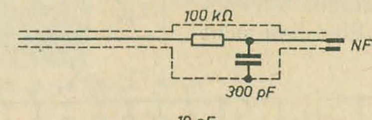
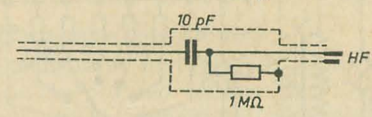


Bild 18: Schaltung der Spezialanschlußkabel ↓





Es ist nämlich:

$$R_{13} = \frac{U_1 - U_m}{p_1 \cdot I_m}, \quad R_{14} = \frac{U_2 - U_1}{p_1 \cdot I_m},$$

$$R_{15} = \frac{U_3 - U_2}{p_1 \cdot I_m} \text{ usw.},$$

wobei $U_m = R_m \cdot I_m$ ist.

Für Spannungsmessungen wurden im Mustergerät die Bereiche 1, 5, 10, 50, 100, 500 und 1000 V gewählt. Dann wird

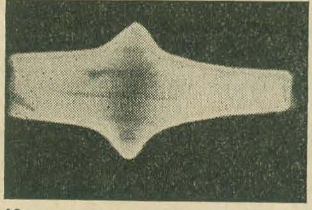
$$R_{13} = 500\,\Omega, \quad R_{16} = 40\,k\Omega,$$

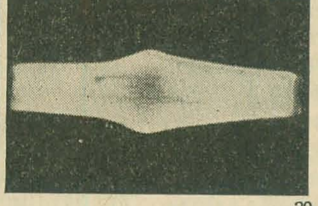
$$R_{14} = 4\,k\Omega, \quad R_{17} = 50\,k\Omega,$$

$$R_{15} = 5\,k\Omega, \quad R_{18} = 400\,k\Omega,$$

$$R_{19} = 500\,k\Omega.$$

Bezüglich der Toleranz der Widerstände gilt das gleiche wie bei der Meßbrücke.



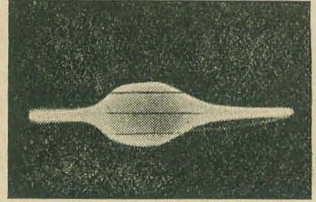


19 20

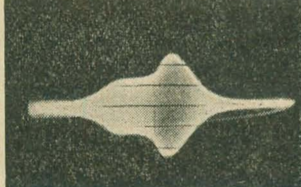
Oszillogramm 19: Resonanzkurve des Meßkreises bei Anschalten eines verlustfreien Kondensators

Oszillogramm 20: Resonanzkurve des Meßkreises bei Anschalten eines verlustbehafteten Kondensators

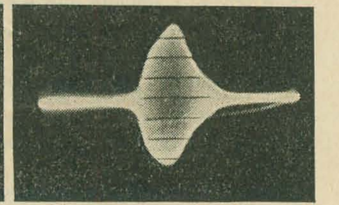
ZF-Resonanzkurven eines 6-Kreis-Supers beim Abgleich



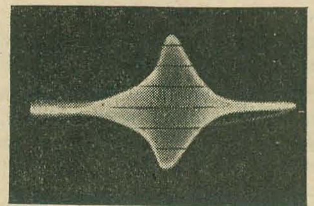
Oszillogramm 21: ZF-Teil stark verstimmt



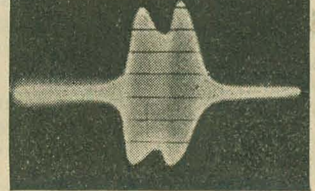
Oszillogramm 22: Zwei Kreise noch verstimmt



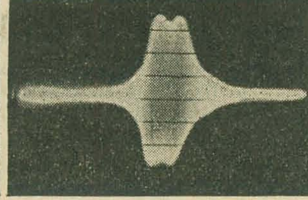
Oszillogramm 23: Nur noch ein Kreis verstimmt



Oszillogramm 24: Alle Kreise sind auf dieselbe Frequenz abgestimmt. Resonanzkurve ist zu spitz



Oszillogramm 25: Beide Anodenkreise der Bandfilter sind gegeneinander zu sehr verstimmt. Trennschärfe ist schlecht



Oszillogramm 26: Resonanzkurve des fertig abgeglichenen ZF-Teils

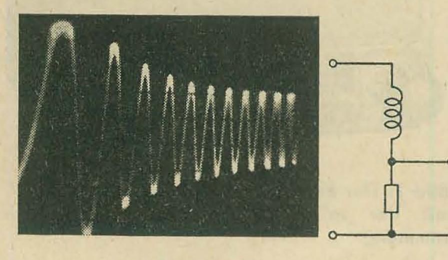
Messungen mit dem Universalmeßgerät

Abschließend sollen noch kurz einige Hinweise für Messungen mit dem Universalmeßgerät gegeben werden. Eine Beschreibung der Strom- und Spannungsmessung sowie von Widerstands- und Kondensatormessungen mit der Meßbrücke erübrigt sich, da hiermit wohl jeder vertraut sein dürfte. Bezüglich der Arbeit mit dem Oszillografen haben wir beim Abgleich des Generatorteils ebenfalls schon einige Erfahrungen gesammelt. Für manche Messungen ist es vorteilhaft, wenn man sich zwei Spezialanschlußkabel für HF und NF anfertigt. Das HF-Kabel enthält ein NF-Dämpfungsglied, das NF-Kabel ein HF-Dämpfungsglied. Die Schaltung zeigt Bild 18. Durch Verwenden dieser Kabel kann die unerwünschte Überlagerung von Störspannungen oft vermieden werden. Die Schaltelemente der Dämpfungsglieder sind in einer Abschirmung unmittelbar vor dem Koaxialstecker unterzubringen.

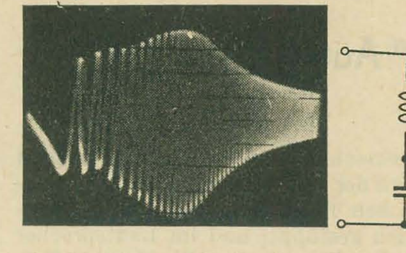
Die Messung kleiner Kondensatoren am Meßkreis erfolgt genau wie bei der Eichung desselben. Man achte dabei stets darauf, daß S_{13} ausgeschaltet ist, da man sonst nie Resonanz erhält. Aus der Form der Resonanzkurve können wir die Güte des Kondensators beurteilen. Das Oszillogramm 20 zeigt die Resonanzkurve beim Anschalten eines verlustbehafteten Kondensators von nur 100 pF, also 10% der Gesamtkapazität. Im Oszillogramm 19 ist zum Vergleich die Kurvenform bei Anschluß eines einwandfreien Kondensators wiedergegeben. Der Unterschied fällt sofort auf. Bei der Induktivitätsmessung gehen wir genauso vor. Hierbei muß jedoch auch S_{15} geöffnet werden.

Beim Abgleich von Empfängern, insbesondere bei Verwendung des Wobbelsenders, muß die Abgleichfrequenz dem Empfänger über ein abgeschirmtes HF-Kabel zugeführt werden. Die Abschirmung wird mit Bu_{10} und Bu_{15} über eine kurze starke Leitung mit dem Chassis des Empfängers verbunden. Die Ankopplung des Meßverstärkers an die Diode soll so lose wie möglich erfolgen. Am besten klemmt man das Kabel unter Zwischenlage eines Stückes Papier an den Anodenanschluß der Diode an. Die Oszillogramme 21 bis 26 zeigen die Resonanzkurven eines 6-Kreis-Supers, wie sie sich bei einwandfreier Funktion des Wobblers ergeben müssen.

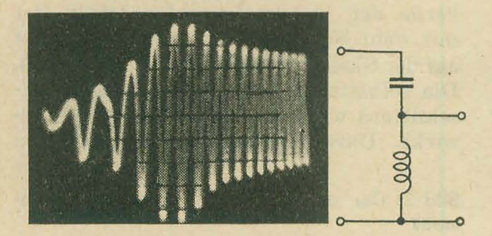
Mit dem Wobbler aufgenommene Durchlaßkurven von NF-Filterschaltungen



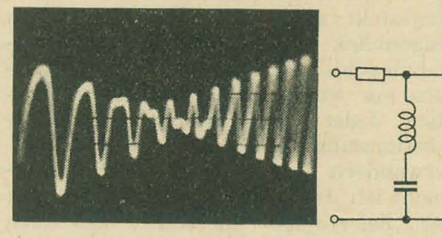
Oszillogramm 27: Tiefpaß



Oszillogramm 28: Hochpaß mit Bandanhebung



Oszillogramm 29: Tiefpaß mit Bandanhebung



Oszillogramm 30: Saugkreis. Im Resonanzpunkt verschwindet nur die Grundwelle. Der relative Oberwellengehalt der Schwingung nimmt zu

Der NF-Wobbler leistet vor allem beim Messen von frequenzabhängigen Filterschaltungen im NF-Gebiet gute Dienste. Die Oszillogramme 27 bis 30 geben hiervon eine Vorstellung. Man ersieht aus ihnen die Überlegenheit des Wobbelverfahrens, bei dem in einer Messung die gesamte Resonanzkurve aufgenommen wird, gegenüber dem Verfahren der punktweisen Aufnahme der Durchlaßkurve mit NF-Generator und Röhrenvoltmeter.

Zum Schluß sei noch darauf hingewiesen, daß der Oszillograf auch als empfindliches Röhrenvoltmeter verwendet werden kann, wenn, wie im Mustergerät, der Schirm der Katodenstrahlröhre mit einem Koordinatennetz versehen und der Verstärkungsregler des Meßverstärkers geeicht wird. Die Eichung muß mit einer Frequenz zwischen 50 Hz und 500 kHz erfolgen und gilt dann innerhalb dieses Bereiches mit etwa 5% Genauigkeit. Für P_4 ist in diesem Falle ein Drahtpotentiometer zu verwenden.

Natürlich ergeben sich noch zahlreiche weitere Möglichkeiten für die Anwendung des Universalmeßgerätes, doch würde es zu weit führen, wenn hier auf alle diese Möglichkeiten eingegangen werden sollte. Diesbezüglich sei auf die Fachliteratur verwiesen.

Literaturhinweise

H. W. Fricke, Der Katodenstrahloszillograf, Fachbuchverlag GmbH, Leipzig, 1953.

O. Limann, Prüffeldmeßtechnik, Funkschau-Verlag, München, 1943.

J. Czech, Der Elektronenstrahloszillograf, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin, 1954.

W. Knobloch, Prüfen, Messen, Abgleichen, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin, 1954.

Sozialversicherungsbeiträge des Rundfunkmechanikerhandwerks

Sämtliche Handwerksmeister, die nach den Gesetzen über die Steuer und die Steuertarife des Handwerks besteuert werden, unterliegen der Pflicht zur Sozialversicherung. Die Beiträge sind von den Handwerkern selbst zu berechnen und an die Unterabteilung Abgaben beim Rat des für sie zuständigen Kreises abzuführen. Auf die wichtigsten der hier geltenden Bestimmungen sei im folgenden eingegangen:

Die Versicherungspflicht beginnt mit der Aufnahme der handwerklichen Tätigkeit und endet mit der Aufgabe derselben. Ruht ein Handwerksbetrieb, so besteht für diese Zeit keine Versicherungspflicht. Die Betriebsruhe ist durch eine Bescheinigung der Handwerkskammer nachzuweisen. Die Versicherungs- und damit die Beitragspflicht kann für Handwerker entfallen, wenn sie ihre handwerkliche Tätigkeit ohne fremde Arbeitskräfte und nur in geringfügigem Umfange ausüben.

Der Versicherungsbeitrag ist ebensohoch wie der Grundbetrag, den der Handwerker zur Handwerkssteuer zahlen muß. Nach der 9. Durchführungsbestimmung vom 15. Februar 1955 zu den Gesetzen über die Steuer und die Steuertarife des Handwerks beträgt der Grundbetrag der Handwerkssteuer für Rundfunkmechaniker in der Ortsklasse I 656,— DM, Ortsklasse II 592,— DM und Ortsklasse III 532,— DM jährlich.

Maßgebend für die Ortsklassen sind die Bestimmungen des „Tarifvertrages für die Handwerksbetriebe des Wirtschaftszweiges Metall" vom 1. Januar 1954. Danach gelten für die Einstufung der Betriebe die am 1. September 1950 angewendeten Ortsklassen. Für verschiedene Handwerkszweige erfolgt eine Ermäßigung des Grundbetrages der Handwerkssteuer und damit des Sozialversicherungsbeitrages dann, wenn sich der Betrieb in einer kleineren Gemeinde befindet. Dies gilt jedoch nicht für das Rundfunkmechanikerhandwerk.

Eine Ermäßigung des Grundbetrages der Handwerkssteuer bzw. des Sozialversicherungsbeitrages tritt bei Meistern ein, die infolge ihres Alters oder wegen einer körperlichen Schädigung nicht voll erwerbsfähig sind:

Handwerker, die aus der Sozialversicherung eine Vollrente beziehen oder wegen eines Körperschadens in die Versehrtengruppe III eingestuft sind, erhalten eine Ermäßigung von 75 %. Das gilt auch für Handwerker, die das 70. Lebensjahr (bei Frauen das 60. Lebensjahr) mindestens drei Monate vor Ablauf des Kalenderjahres erreicht haben.

Handwerker, die wegen eines Körperschadens in die Stufe II eingestuft sind oder die das 65. Lebensjahr (bei Frauen das 50. Lebensjahr) mindestens vier Monate vor Ablauf des betreffenden Kalenderjahres erreicht haben, erhalten eine Ermäßigung von 50 %.

Handwerker, die infolge eine Körperschadens in die Gruppe I eingereiht sind, erhalten eine 25 %ige Ermäßigung.

Voraussetzung für diese Ermäßigungen ist, daß der Handwerker in dem betreffenden Kalenderjahr durchschnittlich nicht mehr als einen Lohnempfänger beschäftigt hat. Eine Ermäßigung des Beitrages tritt weiter bei den Meistern ein, die außer ihrer handwerklichen Tätigkeit als Lohnempfänger oder Fachlehrer in einer Fach- oder Berufsschule tätig sind oder die eine Funktion in politischen Parteien, Massenorganisationen oder der Handwerksorganisation ausüben. Auch wenn der Handwerker landwirtschaftliche Flächen bewirtschaftet, werden die Beiträge herabgesetzt. Das trifft auch zu für alleinstehende Handwerkerinnen, die noch keine handwerkliche Qualifikation besitzen und deswegen vorübergehend einen Handwerksmeister beschäftigen.

Eine Befreiung von der Beitragspflicht besteht für jeden vollen Monat des Bezuges von Kranken-, Schwangeren- oder Wochengeld. Hierbei können auch mehrere derartige Zeiten innerhalb eines Jahres zusammengerechnet werden. Die Befreiung gilt dann für jeweils 30 Tage.

Übt der Handwerker neben seiner handwerklichen Tätigkeit noch eine Handelstätigkeit aus, so werden auch für die daraus entstehenden Einnahmen Beiträge erhoben, jedoch nur, wenn die Handelstätigkeit überwiegend mit branchefremden Erzeugnissen ausgeübt wird. Für die Einnahmen aus einer brancheüblichen Handelstätigkeit besteht jedoch keine Beitragspflicht. Diese liegt zum Beispiel vor, wenn ein Rundfunkmechaniker Radioapparate und deren Zubehör verkauft. Verkauft er jedoch elektrische Kochapparate, Heizkissen usw., dann bestehen mit Recht Zweifel, ob dies als brancheüblicher oder als branchefremder Handel anzusehen ist. In einem solchen Zweifelsfall entscheidet der Rat des Kreises nach Anhören des Gutachterausschusses.

Betreibt ein Handwerker neben seiner handwerklichen Tätigkeit noch ein anderes Gewerbe (etwa Gastwirtschaft), so ist auch für diese Tätigkeit versicherungs- und damit beitragspflichtig. Voraussetzung ist, daß in diesem anderen Gewerbe nicht mehr als fünf Arbeitskräfte beschäftigt werden.

Außer dem Beitrag zur Sozialversicherung hat der Handwerker für seine Person noch die Unfallumlage zu entrichten. Ihre Höhe richtet sich nach der Gefahrenklasse. Das Rundfunkmechanikerhandwerk gehört in die Gefahrenklasse 3. Als Bemessungsgrundlage gilt das Sechsfache des Jahresbeitrages der Sozialversicherung. Die Unfallumlage selbst beträgt 0,3 % der Bemessungsgrundlage. Diese 0,3 % sind mit der für den Betrieb geltenden Gefahrenklasse zu multiplizieren. Für einen Rundfunkmechaniker in Ortsklasse II ergibt sich folgende Berechnung:

Sechsfacher Betrag des Jahresbeitrages (6 × 592,— DM)	3552,— DM
hiervon 0,3 % Grundbeitrag	10,65 DM
multipliziert mit der Gefahrenklasse 3	31,95 DM.
Die Unfallumlage für den Meister beträgt demnach im Jahre	31,95 DM

Die Beiträge sind einschließlich der Unfallumlage von den Handwerkern selbst zu berechnen und in vierteljährlichen Abschlagszahlungen an die Unterabteilung Abgaben des zuständigen Kreises abzuführen. Dies hat zu den gleichen Terminen zu geschehen, an denen die Steuern des Handwerks fällig sind.

Die Ehefrau des Handwerkers unterliegt ohne Rücksicht darauf, ob und in welchem Umfange sie im Betrieb tätig ist, der Versicherungspflicht nicht. Sie hat jedoch Ansprüche an die Leistungen der Familienhilfe der Sozialversicherung.

Ist die Ehefrau dagegen Inhaberin des Betriebes, so besteht für den mitarbeitenden Ehemann Versicherungs- und damit Beitragspflicht. Alle mitarbeitenden Familienangehörigen (Kinder usw.) unterliegen der Versicherungspflicht, sofern sie ständig im Betriebe tätig sind. Der zu entrichtende Beitrag beträgt 20 % ihrer Lohneinkünfte. Mindestens ist jedoch der Tariflohn einer fremden Arbeitskraft zugrunde zu legen.

kl-s.

WERNER TAEGER

Ein „vollautomatischer" Autosuper

Bereits die Entwicklung von Drucktastenautosupern erleichterte dem Kraftfahrer die Bedienung seines Autoempfängers recht erheblich, da sie nur wenig Aufmerksamkeit erforderte. Weitere Bemühungen, Autosuper zur Verfügung zu stellen, deren Bedienung so wenig Beachtung wie möglich erfordert, führten zu der Entwicklung von Empfängern mit „vollautomatischer" Abstimmung. Ein solches Gerät ist der von den Blaupunktwerken in Hildesheim entwickelte Autosuper „Köln" mit dem vollautomatisch arbeitenden „Selectomat". Der eigentliche Empfänger ist ein normaler Super mit MW- und UKW-Bereich für Zerhackerbetrieb aus der 6-V- bzw. 12-V-Starterbatterie. Neu und interessant an diesem Autosuper ist die Stationswahl. Nach dem Einschalten des Gerätes und dem üblichen Einstellen des gewünschten Empfangsbereiches (MW oder UKW) und der Lautstärke ist während der Fahrt nur noch die sogenannte „Starttaste" zu betätigen.

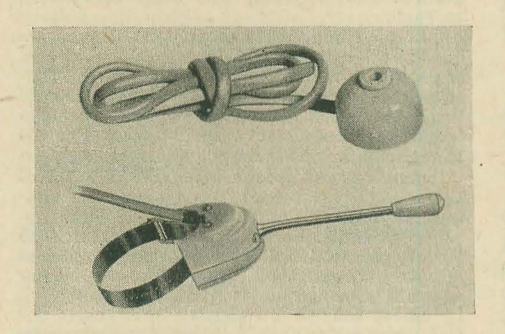


Bild 2: Druckknopf und Hebelschalter für die Fernbedienung des „Selectomat"-Stationsfinders

Ein Fernbedienungsanschluß erlaubt es, die Sendereinstellung mit Hilfe eines Druckknopfes oder Hebelschalters (Bild 2) von jedem beliebigen Platz im Fahrzeug aus vorzunehmen. Der Fahrer des Wagens braucht dann die Hand nicht mehr weiter vom Lenkrad zu entfernen, als es zur Bedienung des Fahrzeuges ohnehin notwendig ist. Die Starttaste setzt den vollautomatisch arbeitenden Stationswähler „Selectomat" in Gang. Senderauswahl und Abstimmung durch den „Selectomat" erfolgen exakter als es von Hand im fahrenden Wagen möglich wäre.

Während bei der bisher üblichen Drucktastenabstimmung die Hand die Kraft zur Bewegung der Abstimmelemente aufbringen mußte, übernimmt diese Aufgabe im „Selectomat" ein elektrisch aufgezogenes Federwerk, dessen Ablauf bei Empfang eines Senders durch ein elektronisch und damit fast trägheitslos arbeitendes Relais gestoppt wird. Ein Druck auf die Starttaste löst die Blockierung, das Federwerk läuft an und nimmt über einen Hebel die Abstimmelemente (Permeabilitätsabstimmung) mit. Sobald ein ausreichend starker Sender erreicht ist, wird der Federantrieb durch den elektronischen Teil des „Selectomat" augenblicklich gestoppt, und im Lautsprecher ist der Sender zu hören. Die richtige Sendereinstellung erfordert, daß die Abstimmspulen genau auf Bandmitte des Senders eingestellt sind, es dürfen daher vom Augenblick der Erzeugung des Stoppimpulses bis zum Stillstand des Mechanismus nur wenige Millisekunden verstreichen. Jeder neue Tastendruck läßt die Abstimmung zum nächsten Sender weiterwandern bis das Ende der Skala erreicht ist. Je nach gewählter Stufe stellt der „Selectomat" nur starke oder auch mittlere und sogar schwache Sender ein. Kurz vor Erreichen der Endstellung wird durch einen Schaltarm ein Kippschalter betätigt, der einen Elektromagneten an Spannung legt; dieser Elektromagnet zieht den Abstimmechanismus wieder in seine Ausgangsstellung zurück. Das Federwerk läuft nun erneut an und stoppt beim ersten Sender.

Bild 3 zeigt eine schematische Darstellung der mechanisch bewegten Teile. Das Federwerk im mechanischen Teil des „Selectomat" ist so ausgebildet, daß die Drehbewegung des Abstimmknopfes über eine Schnecke und das zugehörige Schneckenrad auf einen Schlitten über-

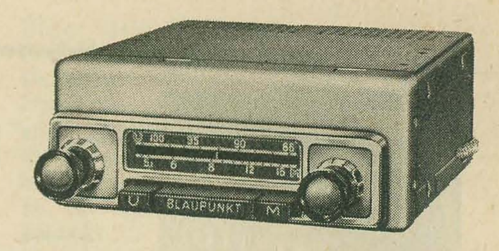


Bild 1: Der Empfangsteil des Autosupers „Köln" mit der vollautomatischen „Selectomat"-Abstimmung

tragen wird, der mittels Rollen auf einer Führungsstange läuft und die Abstimmkerne der Variometerspulen trägt. Der mit dem Schlitten bewegte Zeiger gibt auf der Skala die Abstimmung in MHz an. Die selbsttätige Bewegung dieses Kernschlittens wird durch zwei Zugfedern bewirkt. Durch mehrere Zahnradgruppen

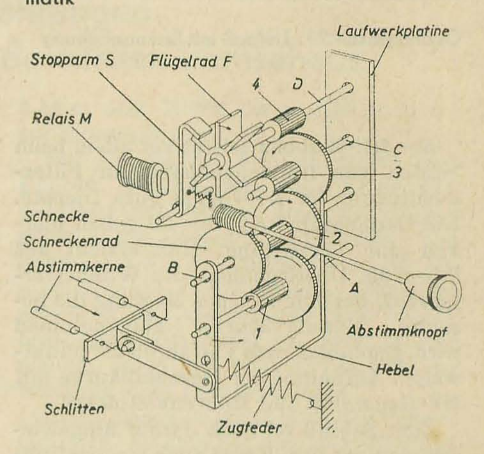


Bild 3: Der mechanische Teil der Abstimmautomatik

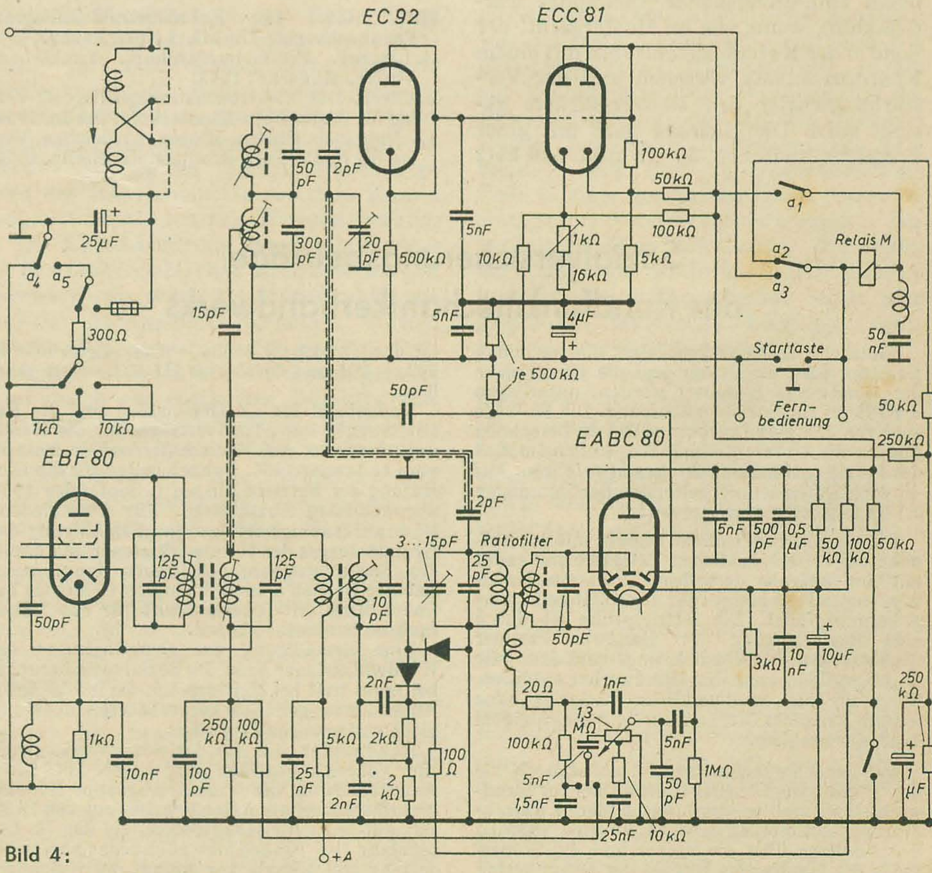


Bild 4: Das Teilschaltbild läßt die elektrische Wirkungsweise der automatischen Abstimmung erkennen

und ein durch Luftwirbelung bremsendes, schnellaufendes Flügelrad erreicht man einen weitgehend konstanten Schlittenablauf. Die Bremswirkung ist so dimensioniert, daß innerhalb von 7 s ein Wellenbereich einmal durchlaufen wird. Infolge der Übersetzung der Schlittenbewegung bis zum Flügelrad wird von Flügel zu Flügel ein Abstand erreicht, der einer Kernbewegung um höchstens 600 Hz (auf Mittelwelle) gleichkommt. Der durch das Relais M gesteuerte Stopparm S, dessen Sperrhaken in den Flügelradkreis eingreifen kann, stoppt also den stetigen Ablauf des Federwerkes und des Kernschlittens mit einer Genauigkeit von 600 Hz (MW).

Wie aus dem Schaltbild (Bild 4) zu ersehen ist, wird durch Druck auf die Starttaste ein Kontakt geschlossen und das Relais erhält eine Gleichspannung. Nach Anziehen des Ankers gibt der Stopparm das Flügelrad frei, das sich nun unter dem Einfluß der Zugfeder gleichmäßig schnell zu drehen beginnt. Ein Kontaktsatz a_3 des Relais schließt gleichzeitig den Anodenstromkreis der Relaisröhre ECC 81 über die Relaiswicklung, so daß der Anker auch nach Loslassen der Starttaste angezogen bleibt. Jetzt dreht sich auch die Achse A mit dem Ritzel 1. Da aber das Schneckenrad durch die nichtgedrehte Schnecke selbsthemmend, also feststehend ist, wälzt sich das Ritzel 1 auf dem Umfang des Schneckenrades ab. Die Achse A mit dem Hebel zum Schlitten schwenkt um die Achse B und führt so die gleiche Bewegung wie bei Handabstimmung mittels des Drehknopfes aus.

Erreichen nun die Kerne innerhalb der Abstimmspulen eine einem Sender zugeordnete Stellung, so wird die von der Antenne an den Empfängereingang gelangende Signalspannung verstärkt. Um den Schlitten anzuhalten, muß dieses Signal gleichgerichtet und als negative Spannung dem Gitter der Relaisröhre E(C)C 81 zugeführt werden. Der Strom sinkt soweit, daß der Anker mit dem Stopparm abfällt und das Federwerk mit dem Kernschlitten zum Stillstand kommt. Die praktische Ausführung erfordert weitere Maßnahmen für ein einwandfreies Abschalten des Relais auf Senderbandmitte. Während nämlich die elektrische Signalübertragung ohne nennenswerte Verzögerung erfolgt, benötigt der Relaisanker erfahrungsgemäß mindestens 3 ms bis zum Eingreifen in das Flügelrad. Das entspricht bei einer Gesamtablaufzeit von 7 s für den Mittelwellenbereich etwa 500 Hz. Außerdem ist eine Abschaltspannung von konstanter Größe notwendig, die im UKW-Bereich durch die Vorbegrenzung ohne weiteres gegeben ist. Bei AM bestehen diese Verhältnisse nicht, so daß man nur durch einen kleinen schalttechnischen Trick eine definierte Sperrspannung erhält. Bei FM wird ein Signal konstanter Größe aus dem Zwischenkreis des dreikreisigen Ratiofilters über eine regelbare kleine Koppelkapazität einem Steilkreis hoher Güte zugeführt. Dieser ist gegenüber den Bandfilterkreisen so verstimmt, daß das Signal — die mechanische Verzögerung ausgleichend — die Abschaltspannung eher erreicht als der Senderbandmitte entspricht. Durch die sehr lose Ankopplung des Steilkreises wird die an der als Diode geschalteten EC 92 entstehende Spannung so klein, daß eine Gleichspannungsverstärkerstufe (1. System der ECC 81) vor die eigentliche Relaisröhre (2. System der ECC 81) geschaltet werden muß. Um nun auch bei AM eine von der ZF-Amplitude unabhängige Gleichspannung zu erhalten, werden aus dem letzten AM-Bandfilterkreis zwei Spannungen entnommen. Eine wird ähnlich wie bei FM einem eigenen Steilkreis zugeführt und an der EC 92 in eine positive Gleichspannung umgewandelt, deren Größe von der ZF-Amplitude abhängig ist. Die zweite ZF-Spannung wird über einen Kondensator von 50 pF einer Diodenstrecke der EABC 80 zugeführt, die über den Katodenwiderstand 3 kΩ eine konstante positive Vorspannung erhält. Übersteigt die ZF diese Vorspannung, so entsteht eine negative Spannung, die aus der amplitudenabhängigen gleichgerichteten ZF, vermindert um die positive konstante Vorspannung, besteht. Diese aus den beiden Diodenstrecken gewonnenen und der AM-ZF proportionalen, aber entgegengesetzten Gleichspannungen werden am Gitter des ersten Systems der ECC 81 zusammengeführt. Hierbei heben sich die amplitudenabhängigen Gegenspannungen zum Teil auf, eine Spannung von der Größe der konstanten Vorspannung bleibt übrig und wird nun als Steuerspannung für das Relais weiter verstärkt. Die Art der Erzeugung einer konstanten Abschaltspannung bringt es mit sich, daß diese nur positiv sein kann. Der Gleichspannungsverstärker liefert hieraus die erforderliche negative Steuerspannung für die Relaisröhre E(C)C 81.

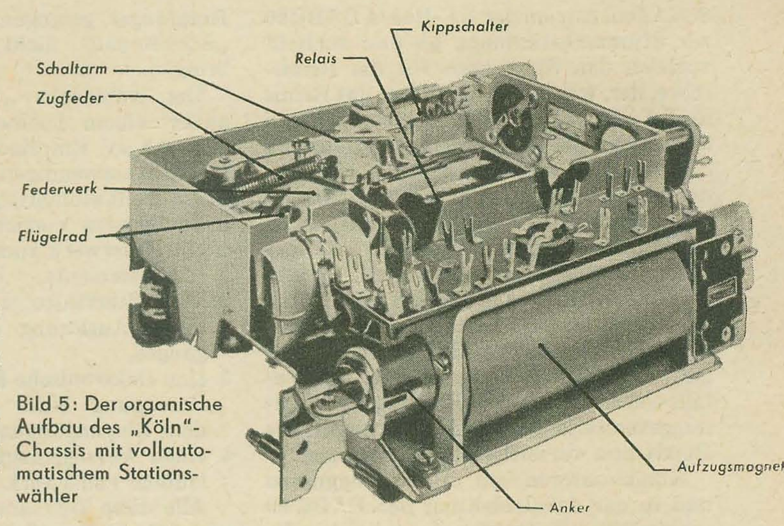


Bild 5: Der organische Aufbau des „Köln"-Chassis mit vollautomatischem Stationswähler

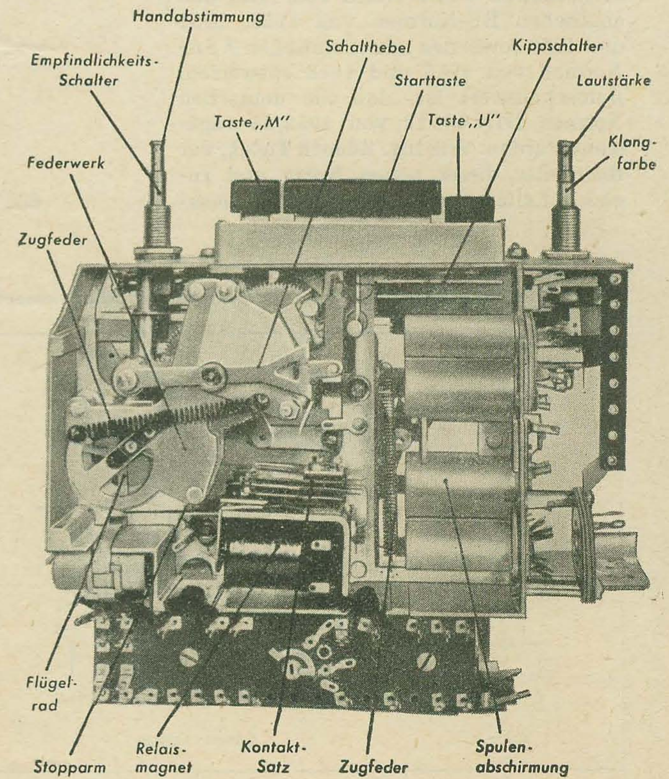
Durch sinngemäß richtigen Abgleich der Steilkreise und passende Einstellung der Betriebsdaten des Gleichspannungsverstärkers wird erreicht, daß der Relaisanker die Abstimmvorrichtung möglichst genau auf Bandmitte zum Stehen bringt.

Bei Handabstimmung sorgt ein Friktionstrieb dafür, daß in den Schlittenendstellungen das Federwerk nicht überbeansprucht werden kann. Der Kontakt a_5 des nun geschlossenen Relais unterbricht den Stromweg für den Aufzugsmagneten, damit beim Einstellen der Sender von Hand das Erreichen der rechten Zeigerendlage nicht die automatische Aufzugsvorrichtung in Tätigkeit setzt.

Damit bei AM eine hohe Abschaltempfindlichkeit für den „Selectomat" erreicht wird, verzögert ein 300-Ω-Widerstand in der Katodenleitung der Demodulatorröhre EBF 80 den Einsatz der Schwundregelung. In der gleichen Leitung liegen außerdem noch zwei Widerstände, 1 kΩ und 10 kΩ, die durch den Empfindlichkeitsschalter wahlweise eingeschaltet werden können. Hierdurch kann die Empfindlichkeit des Gerätes während des automatischen Abstimmvorganges herabgesetzt werden. Der Relaiskontakt a_4 sorgt dafür, daß nach beendeter automatischer Abstimmung die volle Empfindlichkeit des Empfängers wieder hergestellt wird.

Nach dem Auslösen der Automatik schaltet ein Wechselkontakt a_2 am Relais

Bild 6: Eine weitere Ansicht vom Aufbau des „Selectomat"



den Anodenstrom der NF-Röhre EABC 80 zur Stummabstimmung ab und schließt zugleich den Stromkreis für die Relaisröhre, der, wie bereits erwähnt, das Relais nach Loslassen der Starttaste angezogen hält. Damit bei einem kurzen Tastendruck die Automatik nicht auf dem gleichen Sender stehen bleiben kann, wird gleichzeitig durch Erhöhen des Katodenpotentials die Spannungsverstärkerstufe EC(C) 81 gesperrt. Die Zeitkonstante des RC-Gliedes 4 μF, 10 kΩ ist so gewählt, daß die Röhre nach Loslassen der Taste solange gesperrt bleibt, bis die Automatik den vorher eingestellten Sender verlassen hat. Andernfalls würde der noch am Eingang des Spannungsverstärkers liegende Sperrimpuls das Relais zum vorzeitigen Abfall bringen.

Kondensatoren am Aufzugsmagneten und in der Anodenleitung der EABC 80 verhindern Störgeräusche durch die Schaltkontakte der Automatik. Das zwischen der als Diode geschalteten EC 92 und dem Gitter der Gleichspannungsverstärkerröhre liegende RC-Glied ist so bemessen, daß kurze, über die Antenne in den Empfänger gelangende Störimpulse den „Selectomat" nicht zum Ansprechen bringen.

Der Autosuper „Köln" enthält also außer einem hochwertigen Empfänger (mit 0,5 μV Empfindlichkeit auf UKW) mit den notwendigen Abstimmelementen einen vollautomatischen Stationswähler mit folgenden Vorrichtungen:

1. ein Federwerk zum Betätigen der Abstimmelemente,
2. eine Starttaste zur elektromechanischen Auslösung des Bewegungsvorganges,
3. eine elektronische Einrichtung für die Erzeugung eines Stoppimpulses aus dem Eingangssignal,
4. einen Aufzugsmagneten für das abgelaufene Federwerk.

Alle diese Teile sind in einem verhältnismäßig kleinen Gehäuse untergebracht. Außerdem ist der Autosuper mit einem Anschluß für einen weiteren, sogenannten Picknicklautsprecher ausgestattet, der an einem längeren Kabel außerhalb des Wagens aufgestellt werden kann.

Ing. FRITZ KUNZE

Neue Schaltzeichennorm der ČSR

In der Tschechoslowakischen Volksrepublik ist eine neue Schaltzeichennorm „Schematické značky pro elektroniku" erschienen. Diese Norm, als Betriebsnorm für Tesla geschaffen, wurde von der Zentralnormalisationsstelle der tschechoslowakischen Schwachstromindustrie übernommen und als Staatsnormenvorschlag eingereicht. Die Schaltzeichen wurden in Übereinstimmung mit der deutschen Norm DIN 40700 von 1941, der internationalen IEC-42-Norm von 1939, der sowjetischen GOST-Norm von 1952, den englischen BS-Normen von 1948, 1951 und 1953 sowie den amerikanischen ASA-Normen von 1944 und 1948 entworfen. Bemerkenswert ist, daß die deutschen Normen DIN 40712 von 1952/54 abgelehnt wurden. Wie Ing. Zdeněk Tuček, der Bearbeiter dieser neuen Norm und zugleich Leiter der Zentralnormalisationsstelle der tschechoslowakischen Schwachstromindustrie beim Forschungsinstitut der elektrotechnischen Physik mitteilt, hat ihm besonders der Beitrag „Arbeitserschwernis durch unmögliche Schaltzeichennormen" im Heft 6 (1954) S. 170/171 dieser Zeitschrift bei der Bearbeitung der Norm gute Dienste erwiesen.

Die neue tschechoslowakische Schaltzeichennorm ist außerordentlich gründlich durchgearbeitet. Es werden nicht nur die Schaltzeichen als solche dargestellt, sondern auch die Größenverhältnisse der Striche, die Dimensionen genau angegeben. Einige Beispiele mögen das verdeutlichen (Bild 1). Das Bild zeigt ferner, daß die Zeichen für Induktivitäten usw. den Zeichen der Norm DIN 40700 von 1941 entsprechen. Die Vollrechtecke werden abgelehnt[1]).

Bei den Röhrensymbolen bestehen alle Gitter aus drei Strichen. Es wird also kein Unterschied zwischen Steuergitter, Schirmgitter und Bremsgitter gemacht. Ist nur wenig Platz vorhanden, wie zum Beispiel bei Verbundröhren, werden die Gitter nur durch zwei Striche angedeutet.

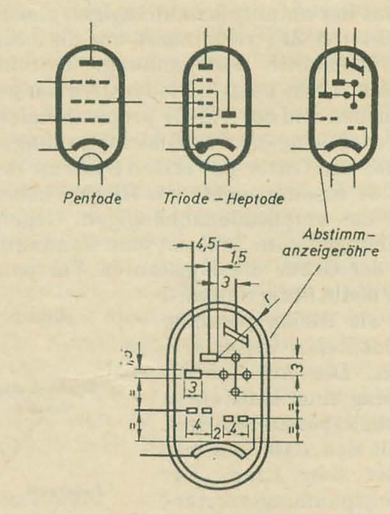


Bild 2: Röhrensymbole ↑

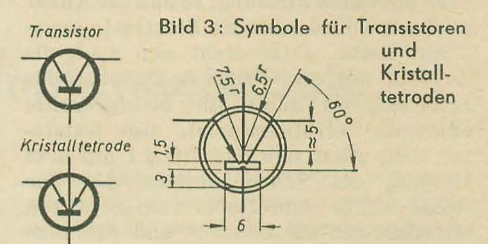


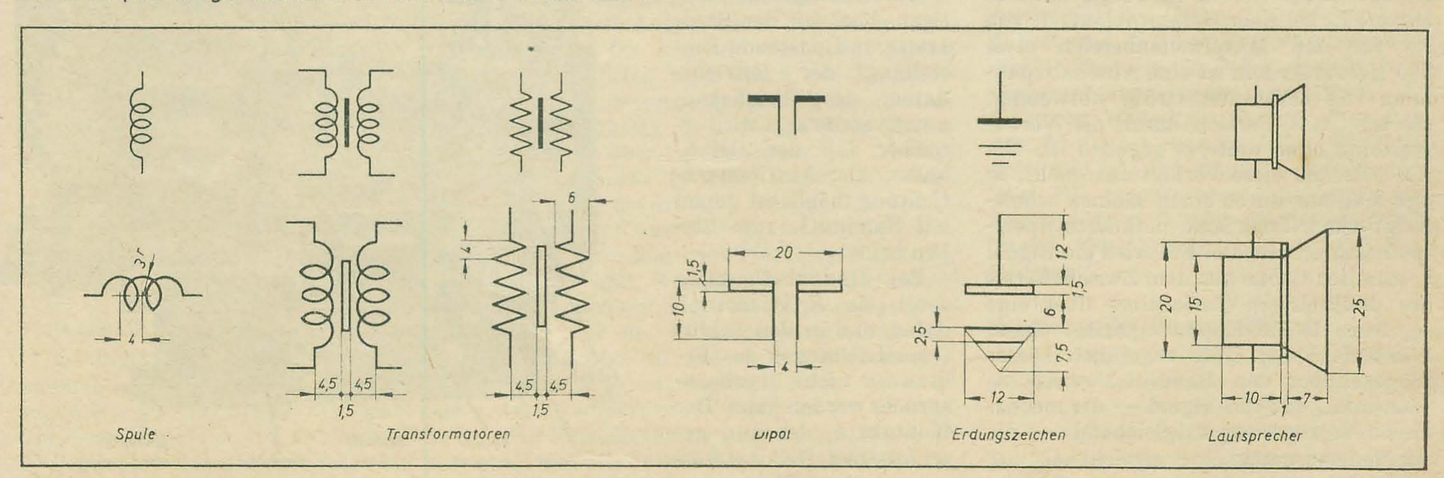
Bild 3: Symbole für Transistoren und Kristalltetroden

Auch für neuere Schaltelemente wurden Schaltzeichen entworfen, so zum Beispiel für Transistoren und Kristalltetroden (Bild 3).

Die neue tschechoslowakische Schaltzeichennorm ist ein Musterbeispiel für eine gründliche Bearbeitung, wie man sie bei Schaltzeichennormen leider nicht immer findet.

[1]) Auch in Deutschland nimmt die Zahl der Anhänger des Vollrechtecks immer mehr ab. So verwenden die Zeitschriften „Funktechnik" und „Elektronische Rundschau" (früher „Funk und Ton"), die sich frühzeitig der Norm DIN 40712 anschlossen, das Vollrechteck jetzt nur noch für Netztransformatoren. In allen anderen Fällen, selbst bei Netzsiebdrosseln, werden Halbkreise gezeichnet.

Bild 1: Beispiele einiger Schaltzeichen verschiedener Schaltelemente



LEHRGANG FUNKTECHNIK

Fernsehrundfunk

14. Fortsetzung

Von WERNER TAEGER

Für ein Bandkabel (Zweidrahtsystem ohne Abschirmung) ist entsprechend

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \ln\left(\frac{a}{r}\right) = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \lg\left(\frac{a}{r}\right). \quad (70)$$

Diese Beziehung gilt jedoch nur als Näherungslösung; genauere Werte erhält man nach folgender Gleichung:

$$Z = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \lg\left[\frac{a}{2r}\left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{2r}{a}\right)^2}\right)\right] \quad (70a)$$

Die Verluste im Flachbandkabel sind dem Drahtdurchmesser umgekehrt und bei gegebenem r dem Wellenwiderstand direkt proportional. Das Dämpfungsminimum wird bei $\frac{a}{r} = 4{,}6$ erreicht, was bei $\varepsilon = 1$ einen Wellenwiderstand von etwa 180 Ω ergibt.

Ein Bandkabel mit kreisförmiger Abschirmung, in die die beiden Leiter symmetrisch eingebettet sind, und das auch, wie es bei einer Bandleitung normalerweise der Fall ist, symmetrisch, d. h. im Gegentakt erregt wird, gilt:

$$Z = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \lg \left[\frac{d\left[1 - \left(\frac{d}{a}\right)^2\right]}{r\left[1 + \left(\frac{d}{a}\right)^2\right]}\right] \quad (70b)$$

Die Optimumsbedingung ist hier gegeben, wenn

$\frac{a}{r} = 5{,}4$, $\frac{d}{a} = 0{,}92$ und $\frac{d}{r} = 4{,}96$ sind.

Werden zwei normale Koaxialkabel parallellaufend betrieben, das heißt, beide Mantelleiter sind unter sich und mit Masse verbunden, so haben die beiden Innenleiter die doppelte Impedanz des einfachen Kabels.

Da in den Energieleitungen ein möglichst ungeschwächter Energietransport von der Antenne zum Empfänger stattfinden soll, muß das Kabel an beiden Enden mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen sein. Um die Verhältnisse zu vereinfachen, hat man die Wellenwiderstände für die Energieleitungen auf etwa folgende Weise genormt:

Koaxialkabel: 60 Ω
Flachbandkabel: 240 Ω
Bandleitung, abgeschirmt: 120 Ω

Aus diesem Grunde sind die UKW- oder Fernseh-Empfänger der Industrie stets mit einem Antennenanschluß für eine dieser Impedanzen eingerichtet.

Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß Reflexionen zu sehr störenden Erscheinungen im Fernsehempfang (Geisterbilder, Plastik) führen. Nun treten solche Reflexionen nicht nur innerhalb der Empfangsanlage auf, sondern können bereits auf der Übertragungsstrecke entstehen, nämlich dann, wenn die Fernsehsignale auf zwei oder mehreren verschiedenen langen Wegen von der Sende- zur Empfangsantenne gelangen. Bild 94 zeigt

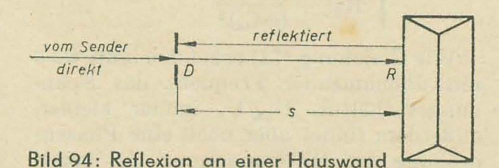


Bild 94: Reflexion an einer Hauswand

schematisch den Vorgang. Die vom Sender kommenden elektrischen Wellen treffen zunächst auf den Empfangsdipol D auf, laufen zum Teil weiter und treffen dann auf die reflektierende Wand R. Von dieser werden die Wellen zurückgeworfen und treffen den Empfangsdipol nochmals von rückwärts. Der Dipol erhält also dasselbe Signal zweimal, einmal direkt vom Sender, ein zweites Mal — um eine geringe Zeit später — von der reflektierenden Wand. Die zum Entstehen einer Bildstörung nötige Laufzeitdifferenz wird bei Abständen von etwa $s \geqq 15$ m erreicht. Diese Strecke muß zweimal zurückgelegt werden, so daß sich als Laufzeitdifferenz der Wert

$$t \geqq \frac{2 \cdot 15}{3 \cdot 10^8} = 0{,}1\ \mu s$$

ergibt. Die Intensität der erzeugten reflektierten Signale reicht meistens aus, um deutlich sichtbare Störbilder hervorzurufen.

Abhilfe gegen derartige Störungen schafft ein gerichtetes Antennensystem, also beispielsweise ein Dipol mit Reflektor. Als Maß für die Unterdrückung dieser Rückwärtsstrahlung wurde das bereits erwähnte „Vor-Rückwärts-Verhältnis" eingeführt. Dieses Verhältnis gibt an, wie groß die Antennenspannung in der Hauptstrahlrichtung (0°) zur Antennenspannung in entgegengesetzter Richtung (180°) ist. In manchen Fällen kann es allerdings zweckmäßig sein, die Hauptstrahlrichtung für den Empfang nicht auszunutzen, sondern die reflektierte Welle dem Empfänger zuzuführen. Für das Bild 94 würde das bedeuten, daß der Reflektor nicht zwischen Dipol und reflektierender Wand, sondern zwischen Dipol und Sender anzubringen wäre. In diesem Falle nimmt der Dipol nur die von der Hauswand reflektierte Strahlung auf.

4. Geradeaus- oder Überlagerungsempfänger

Bei günstigen Empfangsverhältnissen und einfachen Selektivitätsbedingungen, besonders dann, wenn nur ein Fernsehsender empfangen werden soll, kann die Geradeausverstärkung in mehreren Hf-Stufen, bei der alle Röhren vor der Gleichrichterstufe zur Verstärkung beitragen, durchaus ausreichend sein. Bei der Zwischenfrequenzverstärkung dagegen, die eine Oszillator- und Mischröhre erfordert, die nur etwa ein Drittel soviel Verstärkung aufbringen, ist die Gesamtverstärkung vor dem Gleichrichter wesentlich ungünstiger. Abgesehen davon gibt es keine Schwierigkeiten mit dem Oszillatorgleichlauf und ungewollten Rückkopplungen. Auf der anderen Seite hat die Geradeausverstärkung den Nachteil, daß sie bei höheren Frequenzen immer schwieriger zu stabilisieren ist. Verwendet man die Geradeausverstärkung im Fernsehempfänger, ist es bei hohen Frequenzen auf der Seite des zugehörigen Tonträgers unmöglich, eine genügend starke Dämpfung zu erreichen, das heißt in den letzten Verstärkerstufen Bild- und Tonfrequenz völlig zu trennen. Der relative Unterschied zwischen oberer Bildband- und unterer Tonbandgrenze wird nämlich mit steigender Frequenz immer kleiner.

Da ein Zwischenfrequenzverstärker die Frequenz herabsetzt, wird das Problem der einwandfreien Bild-Tontrennung, das mit einem Geradeausempfänger oberhalb einer Frequenz von etwa 60 MHz nur noch schwer zu erzielen ist, bedeutend erleichtert. Außerdem setzt auch der mit der

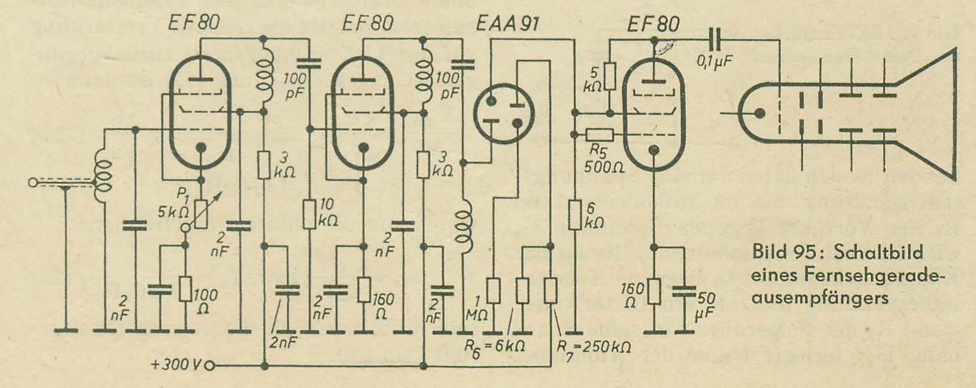


Bild 95: Schaltbild eines Fernsehgeradeausempfängers

Frequenz kleiner werdende Röhreneingangswiderstand und die daraus erwachsende Dämpfungssteigerung der Geradeausverstärkung eine Grenze, oberhalb derer nur noch ein ZF-Verstärker in Betracht zu ziehen ist.

Eine sehr einfach aufgebaute Geradeausschaltung für den Bildempfang zeigt das Bild 95. Im HF-Teil sind nur zwei Stufen zur Direktverstärkung eines Bildträgers im Fernsehband I entsprechend den Frequenzen von 41 bis 68 MHz vorgesehen. Der Antenneneingang ist in diesem Beispiel unsymmetrisch für ein Koaxialkabel (etwa 60 Ω) ausgelegt, könnte aber ebensogut für ein 240-Ω-Flachkabel durch entsprechende Dimensionierung des Eingangsübertragers angepaßt werden. Das Drahtpotentiometer P_1 (5 kΩ) regelt den Kontrast. Nach der zweiten Hochfrequenzverstärkerröhre erfolgt im ersten System der Duodiode die Bildgleichrichtung, das zweite System, das über die Widerstände R_6 und R_7 eine geringe Vorspannung erhält, dient zum Abtrennen der Synchronisierimpulse. Die negativ laufenden Signale von der Anode des ersten Systems gelangen über ein RC-Filter, gebildet aus R_5 und der Gitter-Katoden-Kapazität der Bildverstärkerstufe, auf das Gitter dieser Röhre und von dort verstärkt auf den Wehneltzylinder der statischen Bildröhre. Bei der beschriebenen Schaltung ergeben sich negative Bilder. Um die unserer Norm entsprechenden positiven Bilder zu erhalten, müssen die Anschlüsse am Bildgleichrichter (linkes System der Duodiode) umgepolt werden.

5. Bandbreite und Verstärkung

Für die HF- oder ZF-Verstärkung in Fernsehempfängern eignen sich alle Verstärkerbauarten, die eine hinreichende Durchlaßbreite mit guter Rechteckform des Frequenzganges vereinigen. Der Widerstandsverstärker läßt zum Beispiel eine hohe Bandbreite zu, jedoch ist der Frequenzgang und die Laufzeitabweichung nach den Bandenden hin für die Einzelstufe und für die Zusammenschaltung mehrerer Stufen verhältnismäßig ungünstig.

Der Widerstandsverstärker, auch RC-Verstärker genannt, ist im Aufbau einfach. Es bedarf aber einer besonderen Untersuchung, wie groß die Abweichungen im Frequenzgang und die Phasenfehler am unteren bzw. oberen Bandende sind. Bild 96 zeigt das Kopplungselement zwischen zwei Stufen. Wie man sieht,

Bild 96: RC-Verstärker bei tiefen Frequenzen

handelt es sich dabei um eine Spannungsteilerschaltung; die am Außenwiderstand R_a der Vorröhre liegende Spannung U_a wird in zwei Teilspannungen, die an der Kopplungskapazität C_k liegende Kondensatorspannung und die am Gitterwiderstand R_g der Folgeröhre wirksame Spannung U_{g2} zerlegt. Unter der Annahme, daß kein Gitterstrom fließt, gilt für die Gesamtspannung, wenn I der die Reihenschaltung R_g/C_k durchfließende Strom ist:

$$U_a = I \cdot \left(R_g + \frac{1}{j\omega C_k}\right)$$

und für die Gitterspannung

$$U_{g2} = I \cdot R_g.$$

Das interessierende Spannungsverhältnis ist:

$$\frac{U_{g2}}{U_a} = \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C_k}} \qquad (71)$$

$$= \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{(\omega C_k)^2}}} e^{j \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{1}{\omega C_k R_g}\right)}$$

Wie Gleichung (71) erkennen läßt, wird mit abnehmender Frequenz das Spannungsverhältnis U_{g2}/U_a immer kleiner, außerdem findet aber noch eine Phasendrehung der Gitterspannung U_{g2} gegen die Anodenspannung U_a statt, die durch den Ausdruck (siehe auch Bild 97)

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega C_k R_g} \text{ gegeben ist.} \qquad (71a)$$

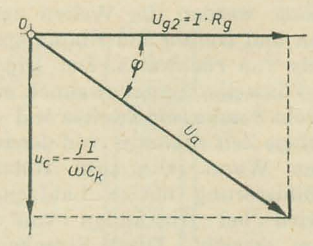


Bild 97: Phasendrehung bei tiefen Frequenzen

Für Gleichstrom ($\omega = 0$) wäre die Phasendrehung $\varphi = 90°$; mit wachsender Frequenz nimmt sie ständig ab, um für $\omega \to \infty$ zu $\varphi \to 0$ zu werden.
Nennt man die Gesamtverstärkung einer Stufe:

$$V_{ges} = \frac{U_{g2}}{U_{g1}} = \frac{U_{g2}}{U_a} \cdot \frac{U_a}{U_{g1}} = \frac{U_{g2}}{U_a} \cdot V$$

und setzt hierin Gleichung (71) ein, so ist der Frequenzgang im Bereich tiefer Frequenzen durch das Verhältnis

$$\frac{V_{ges}}{V} = \frac{R_g \cdot e^{j\varphi}}{\sqrt{R_g^2 + \frac{1}{(\omega \cdot C_k)^2}}} \qquad (72)$$

definiert.

Es ist üblich, als untere und ebenso als obere Grenzfrequenz jene Frequenz festzusetzen, bei der die relative Verstärkung auf das $1/\sqrt{2} = 0{,}707$fache zurückgegangen ist. Nach Gleichung (72) ist dann:

$$\left|\frac{V_{ges}}{V}\right| = \left|\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_u C_k R_g)^2}}}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}, \qquad (72a)$$

wobei nun die untere Grenzfrequenz

$$\omega_u = \frac{1}{C_k R_g} \text{ bzw. } f_u = \frac{1}{2\pi C_k R_g}, \qquad (73)$$

sein muß, wenn die Bedingung (72a) erfüllt sein soll.

Während bei tiefen Frequenzen die Koppelkapazitäten zwischen je zwei Stufen den Frequenzgang im ungünstigen Sinne beeinflussen, sind es bei den hohen Frequenzen in weit stärkerem Maße die stets vorhandenen Querkapazitäten. Sollen also mit einem RC-Verstärker extrem tiefe Frequenzen übertragen werden, so ist für ausreichende Dimensionierung der Koppel- und Überbrückungskondensatoren zu sorgen.

Schwieriger sind die Bedingungen zu erfüllen, die sich aus der Forderung ergeben, das obere Ende eines breiten Frequenzbandes mit geringem Abfall zu verstärken. Bild 98 zeigt das Ersatzschaltbild für die zwischen je zwei Stufen eines RC-Verstärkers wirksamen Querwiderstände und -kapazitäten.

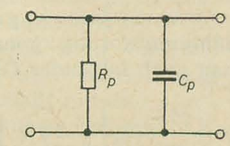


Bild 98: RC-Verstärker bei hohen Frequenzen

$C_p = c_e + c_a + C_s$ ist die resultierende Kapazität der Einzelkapazitäten. Hierin bedeuten C_s = Summe aller Schaltkapazitäten, c_e = Röhreneingangskapazität und c_a = Röhrenausgangskapazität.

Ebenso ist $R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g}}$ der resultierende Widerstand der Einzelwiderstände, wobei R_i der Innenwiderstand der Vorröhre, R_a deren Außenwiderstand und R_g den Eingangswiderstand der Folgeröhre bedeuten.

Nach Bild 98 berechnet sich der Scheinwiderstand der Parallelschaltung von R_p und C_p aus der Gleichung:

$$\mathfrak{R}_p = \frac{R_p}{1 + j\omega C_p R_p}. \qquad (74)$$

Da die Verstärkung einer Pentodenstufe

$$V = S \cdot \mathfrak{R}_p$$

ist, ergibt sich nach Einsetzen der Formel (74):

$$V = \frac{S \cdot R_p}{1 + j\omega C_p R_p}$$

mit dem Absolutwert

$$|V| = \frac{S \cdot R_p}{\sqrt{1 + (\omega C_p R_p)^2}} \qquad (75)$$

und dem Phasenwinkel

$$\operatorname{tg} \varphi = -\omega C_p R_p. \qquad (75a)$$

An der oberen Bandgrenze, das heißt für $\omega = \omega_o$, ist die Verstärkung

$$V_o = V_m \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_o R_p C_p)^2}}, \qquad (75b)$$

wenn die mittlere Verstärkung $V_m = S \cdot R_p$ ist.

Läßt man an der oberen Bandgrenze einen Abfall auf das 0,707fache der Maximalverstärkung zu, so ergibt sich die Bedingungsgleichung

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_o C_p R_p)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

aus der

$$\omega_0 = \frac{1}{C_p \cdot R_p} \text{ bzw. } f_0 = \frac{1}{2\,\pi C_p R_p} \qquad (76)$$

folgt. Weil $V_m = S \cdot R_p$ ist, folgt aus der Gleichung (76) für die mittlere Stufenverstärkung

$$V_m = \frac{S}{\omega_0 C_p}. \qquad (77)$$

Bei einem RC-Verstärker kann man angenähert die obere Grenzfrequenz f_0 gleich der Bandbreite $b = 2\,\Delta f$ $(B = 2\,\Delta\omega)$ setzen. Statt Gleichung (77) ist daher zu schreiben:

$$V_m = \frac{S}{B \cdot C_p}$$

oder

$$B \cdot V_m = \frac{S}{C_p}, \quad b \cdot V_m = \frac{S}{2\pi C_p}, \qquad (78)$$

denn

$$B = 2\,\pi\,b.$$

Die Gleichung (78) vermittelt die wichtige Erkenntnis, daß das Produkt aus Bandbreite und Verstärkung ausschließlich eine Röhrenkonstante ist, die um so größer wird, je höhere Werte die Röhrensteilheit annimmt und je kleiner die Summe der schädlichen Kapazitäten ist. Die moderne Röhrenentwicklung geht aus diesem Grunde dahin, Röhren mit möglichst großer Steilheit und kleinen Innenkapazitäten zu schaffen.

Die in Gleichung (78) gefundene Beziehung ist nicht nur auf den RC-Verstärker beschränkt, sondern gilt für alle Kopplungsarten, also auch für den Resonanzverstärker (Kopplung durch Einzelkreise oder Bandfilter). So gilt zum Beispiel für einen Verstärker mit einem Schwingkreis als Kopplungselement zwischen je zwei Stufen (Bild 99) für die Kreisgüte $Q = \omega_0 C_p R_p = \frac{R_p}{\omega_0 L}$ (ω_0 = Resonanzkreisfrequenz):

$$Q = \frac{\omega_0}{B}. \qquad (79)$$

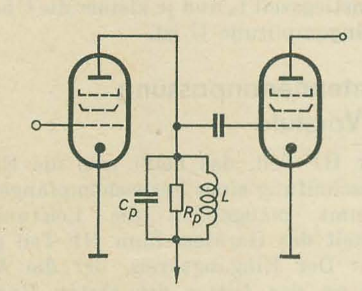


Bild 99: Schwingkreis als Koppelelement

Aus Gleichung (79) folgt:

$$B = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{\omega_0}{\omega_0 C_p R_p} = \frac{1}{C_p R_p}. \qquad (79a)$$

Da V_m stets $S \cdot R_p$ ist, ergibt sich auch hier analog zur Gleichung (78):

$$V_m = \frac{S}{B \cdot C_p} \text{ oder } B \cdot V_m = \frac{S}{C_p}.$$

Es mag auffällig erscheinen, daß in Gleichung (78) nur die Bandbreite und nicht die Frequenz selbst erscheint. Man könnte somit versucht sein anzunehmen, daß auch bei den höchsten Frequenzen — im Dezimeter- und cm-Wellenbereich — die Verstärkung dann nur von der Bandbreite und der Röhrenkonstanten S/C_p abhängt. Das ist jedoch nicht der Fall.

Für den Fernsehfrequenzbereich hat die Gleichung (78) noch ihre volle Gültigkeit; bei extrem hohen Frequenzen (zum Beispiel bereits für die als Zubringer dienenden Dezistrecken) ist sie aber nicht mehr unbedingt anwendbar. Die umfangreichen theoretischen Untersuchungen der letzten Jahre über mehrstufige Verstärker hatten das Ergebnis, daß von den durch den Röhrenaufbau bedingten Röhrendaten ein Höchstwert des Produktes aus Verstärkungsfaktor und oberen Bandgrenzen festgelegt ist. Dieser Höchstwert darf auf keinen Fall überschritten werden. Diese unbequeme Tatsache läßt sich quantitativ durch die sogenannte Kennfrequenz f_k $(\omega_k = 2\,\pi f_k)$ ausdrücken. Nimmt man der Einfachheit halber an, daß der mehrstufige Verstärker in allen Stufen mit den gleichen Röhren bestückt ist, die die Steilheit S, die Eingangskapazität c_e und die Ausgangskapazität c_a haben, so ist mit $c = \sqrt{c_a \cdot c_e}$ (geometrisches Mittel aus c_a und c_e) die Kennfrequenz aus der Beziehung

$$V = \frac{2\,S}{\omega_k \cdot c} = 1 \text{ zu bestimmen.} \qquad (80)$$

Bei der Kreisfrequenz ω_k ist demnach die Verstärkung in einer Stufe bereits auf den Wert 1 herabgesunken. Höhere Frequenzen werden nur noch gedämpft. Aus Gleichung (80) erhält man für die Kennfrequenz

$$\omega_k = \frac{2\,S}{c} \text{ oder } f_k = \frac{S}{\pi c} = \frac{S}{\pi\sqrt{c_a c_e}}. \qquad (80a)$$

So ist zum Beispiel für die Röhre EF 80 die Steilheit S = 7,2 mA/V, die Eingangskapazität c_e = 7,5 pF und die Ausgangskapazität c_a = 3,3 pF. Das geometrische Mittel der Kapazitäten ist c = 5 pF $= 5 \cdot 10^{-12}$ F. Damit erhält man aus der Gleichung (80a) für die Kennfrequenz der Röhre EF 80:

$$f_k = \frac{7{,}2 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 5 \cdot 10^{-12}} = 0{,}46 \cdot 10^9\,\text{Hz} = 460\,\text{MHz}.$$

Höhere Frequenzen lassen sich mit dieser Röhre nicht mehr verstärken. Die Gleichung (78) vermittelt noch die weitere Erkenntnis, daß mit größer werdender Bandbreite die Verstärkung einer Stufe immer kleiner werden muß. Ist für eine Röhre zum Beispiel das S/C-Verhältnis (einschließlich Schaltkapazitäten) gleich $0{,}7 \cdot 10^9$, so ist das Produkt aus Verstärkung und Bandbreite B ebenfalls $0{,}7 \cdot 10^9$. Bei einer Bandbreite b = 5 MHz $(B = 31{,}4 \cdot 10^6)$ kann dann die Verstärkung theoretisch nur etwa $\frac{700}{31{,}4} = 22$ betragen; in Wirklichkeit darf man bei einem Fernseh-ZF-Verstärker nur mit rund der Hälfte dieses Wertes, also mit V = 11 rechnen. Das ist der Grund dafür, daß der ZF-Verstärker im Fernsehempfänger im allgemeinen vierstufig ausgeführt wird, die Gesamtverstärkung beträgt dann etwa 10^4.

6. Laufzeitverzerrungen und Einschwingvorgang

Bei einem Vierpol, sei es ein Verstärker oder eine Siebschaltung, interessiert in erster Linie die Verstärkung oder Dämpfung nach Größe und Richtung. In besonderen Fällen, wie zum Beispiel in einem Fernsehverstärker, ist es aber auch wesentlich, die Zeit zu kennen, die vergeht, bis eine an den Eingang des Vierpols gelegte Spannung an die Ausgangsklemmen gelangt. Der sich über eine Zeile ergebende Spannungsverlauf soll am Empfänger, möglichst ohne daß die Form verändert wird, wieder erscheinen, wobei insbesondere die einzelnen im Frequenzgemisch enthaltenen Schwingungen ihre gegenseitige Phasenlage nicht ändern sollen. Jede Veränderung bedingt am Ende des Übertragungskanals ein anderes Bild des Spannungsverlaufs. Dieser stimmt zeitlich gesehen nicht mehr mit dem Spannungsverlauf am Kanaleingang überein und bedeutet daher eine Verfälschung der Helligkeitswerte des empfangenen Bildsignals. Solange diese in mäßigen Grenzen bleibt, empfindet sie das Auge noch nicht störend, erst bei größeren Laufzeitfehlern ergeben sich äußerst unangenehme Bildfehler, da Phasenänderungen im allgemeinen störender sind als reine Amplitudenänderungen.

Eine einfache Sinusschwingung am Verstärkereingang von der Form $U_1 \cos \omega t$ wird am Ausgang als $U_2 \cos(\omega t - \alpha)$ erscheinen. Die Frequenz ist unverändert geblieben, die Amplitude U_2 ist je nach dem Grad der Verstärkung von der Eingangsspannung U_1 verschieden, ebenso hat sich aber jetzt auch die Phase geändert.

Tritt zum Beispiel gerade das Maximum der Schwingung am Eingang auf, so erscheint es am Ausgang zu einem anderen Zeitpunkt, offenbar dann, wenn wieder $\cos(\omega t - \alpha) = 1$, also $\omega t = \alpha$ ist. Daraus ergibt sich aber eine Beziehung, mit der man die Zeit t berechnen kann, die das Maximum der Schwingung braucht, um durch den Verstärker hindurch zu wandern. Aus $\omega t_{ph} - \alpha = 0$ folgt für die Phasenlaufzeit

$$t_{ph} = \frac{\alpha}{\omega} = \frac{\alpha}{2\,\pi f}, \qquad (81)$$

die mit zunehmender Frequenz f immer kürzer wird.

Bei einfachen Vierpolschaltungen (zum Beispiel bei einem Kabel) könnte man mit Hilfe mehrerer längs des Kabels angebrachter Oszillografen den Verlauf des Maximums der Schwingung bei seiner Wanderung durch den Vierpol verfolgen. Bei kompliziert zusammengesetzten Vierpolen, wie bei einem Verstärker, ist es jedoch unmöglich, die Phasenlaufzeit eindeutig anzugeben (180° Phasendrehung in jeder Röhre!). Diese Schwierigkeit besteht aber nur bei einfachen Sinusschwingungen. Bei einer modulierten Trägerschwingung ergibt sich ein wesentlich anderer Sachverhalt.

Nimmt man der Einfachheit halber am Verstärkereingang eine amplitudenmodulierte Schwingung von der Form

$$u_1 = U_1 (1 + m \cdot \cos \nu t) \cdot \cos \omega t$$
$$= U_1 \cos \omega t + \frac{m U_1}{2} \cos (\omega - \nu) t + \frac{m U_1}{2} \cos (\omega + \nu) t \quad (82)$$

an, so entsteht eine „Schwingungsgruppe“, die aus der Trägerfrequenz und den beiden Seitenbändern $(\omega - \nu)$ und $(\omega + \nu)$ besteht. Am Verstärkerausgang wird dann diese Schwingungsgruppe folgendermaßen aussehen:

$$u_2 = U_2 \cos [\omega t - \varphi (\omega)] + \frac{m \cdot U_2}{2} \cos [(\omega - \nu) t - \varphi (\omega - \nu)]$$
$$+ \frac{m \cdot U_2}{2} \cos [(\omega + \nu) t - \varphi (\omega + \nu)]. \quad (83)$$

Dabei sind $\varphi (\omega)$, $\varphi (\omega - \nu)$ und $\varphi (\omega + \nu)$ die Winkel, um die die Ausgangsspannung der Eingangsspannung nacheilt. Wenn die Modulationsfrequenz ν klein gegen die Trägerfrequenz ω ist, kann man die Winkel nach der Taylorschen Reihe

$$f (a + x) = f (a) + \frac{x}{1!} f' (a) + \frac{x^2}{2!} f'' (a) + \cdots$$

entwickeln und diese Reihe nach dem linearen Glied abbrechen. Es wäre dann

$$\varphi (\omega - \nu) = \varphi (\omega) - \nu \frac{d\varphi}{d\omega} + \cdots \text{ und } \varphi (\omega + \nu) = \varphi (\omega) + \nu \frac{d\varphi}{d\omega} + \cdots$$

Für Gleichung (83) ergibt sich dann:

$$u_2 = U_2 \cos [\omega t - \varphi (\omega)] + \frac{m U_2}{2} \cos \left[(\omega - \nu) t - \varphi (\omega) + \nu \frac{d\varphi}{d\omega}\right]$$
$$+ \frac{m U_2}{2} \cos \left[(\omega + \nu) t - \varphi (\omega) - \nu \frac{d\varphi}{d\omega}\right] \quad (83a)$$

Die drei Einzelschwingungen dieser Schwingungsgruppe sind in Phase, wenn die Argumente der einzelnen cos-Funktionen untereinander gleich sind. Es gelten also die Beziehungen:

$$\omega t - \varphi (\omega) = \omega t - \varphi (\omega) + \nu \frac{d\varphi}{d\omega} - \nu t$$
$$\omega t - \varphi (\omega) = \omega t - \varphi (\omega) - \nu \frac{d\varphi}{d\omega} + \nu t$$

Aus beiden ergibt sich das gleiche Resultat

$$\nu t = \nu \frac{d\varphi}{d\omega}; \; t_g = \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{df}. \quad (84)$$

Man nennt t_g die Gruppenlaufzeit, weil sie die Zeitdauer angibt, die eine Schwingungsgruppe, also eine Nachricht, ein Signal, zum Durchlaufen eines Vierpols braucht.

Bei einem HF- oder ZF-Verstärker mit n Schwingungskreisen findet in jedem Kreis eine Phasendrehung um $180° = \pi$ statt, in n Schwingungskreisen also um $n\pi$. Wird das zu übertragende Frequenzband so bestimmt, daß bei den Grenzfrequenzen die Verstimmungsdämpfung kleiner als 0,7 Np ist, ergibt sich die Phasendrehung im Mittel zu $0{,}7\, n\pi$ und damit die Gruppenlaufzeit nach der Gleichung (84):

$$t_g = \frac{0{,}7\, n\pi}{2\pi (f_o - f_u)} = \frac{0{,}35\, n}{f_o - f_u} = \frac{0{,}7\, n}{b}, \quad (85)$$

wenn $b = 2\,\Delta f$ die Bandbreite ist. Die Gruppenlaufzeit ist um so größer, je mehr Kreise der Verstärker hat und je schmaler der Durchlaßbereich ist. Bei der Verstärkung breiter Frequenzbänder ist daher die Gefahr des Auftretens von Laufzeitverzerrungen etwas geringer als bei der Schmalbandverstärkung. Leider wird dieser Vorteil wieder zunichte gemacht, da wegen der Breitbandigkeit die Stufenverstärkung geringer und damit die Anzahl der Stufen zwangsläufig größer wird.

Wie bereits gesagt, kommt es bei der Bildübertragung nicht nur darauf an, das Signal amplitudengetreu, sondern auchohne Phasenverzerrung zu übermitteln. Aus diesem Grunde ist es nicht zweckmäßig, einen Breitbandverstärker nach althergebrachten Methoden, zum Beispiel durch punktweise Aufnahme des Frequenzganges und der Phasenwinkelkurve, zu untersuchen. Es empfiehlt sich vielmehr, Untersuchungen mit Oszillografen vorzunehmen. Die Verformung eines auf den Verstärkereingang gegebenen „Spannungssprunges“ durch oszillografische Aufnahme am Verstärkerausgang gibt hinreichende Anhaltspunkte für das Verhalten des Verstärkers, zum mindesten in der Nähe der oberen Grenzfrequenz. Die Einschaltstöße können dabei auf einfache Weise durch einen Rechteckwellengeneratoı erzeugt werden.

Es kommt im besonderen in der Fernsehtechnik darauf an, daß der Verstärker — und überhaupt das gesamte Übertragungssystem — das erforderliche Auflösungsvermögen besitzt; es dürfen keine Plastikerscheinungen, doppelte Konturen oder gar die gefürchteten „Geisterbilder“ auftreten. Das bedeutet, daß bei plötzlichem Helligkeitswechsel im Bild, einem sogenannten Schwarz-Weiß-Sprung, das Überschwingen eine bestimmte Grenze nicht überschreiten darf. Weiter soll die Anstiegzeit t_a in Bild 100 einen genau definierten Wert nicht übersteigen. Als Anstiegzeit ist entsprechend diesem Bild

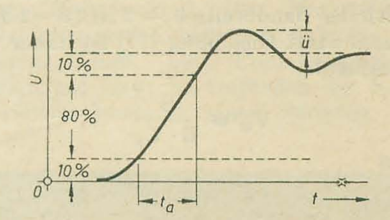


Bild 100: Grafische Darstellung eines Einschwingvorgangs

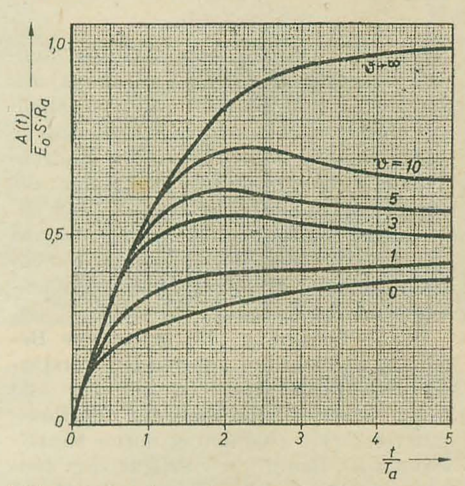


Bild 101: Einschwingkurven einer gegengekoppelten Verstärkerstufe mit der Röhre EF 80

diejenige Zeit festgelegt, in der die Sprungamplituden von 10% ihres Endwertes auf 90% angestiegen ist. Es liegt auf der Hand, daß der untersuchte Verstärker um so besser ist, je kleiner einmal die Anstiegszeit t_a und je kleiner die Überschwingamplitude U ist.

7. Antennenanpassung und Vorstufe

Der HF-Teil, das heißt also die Eingangsschaltung eines Fernsehempfängers, bestimmt maßgeblich die Leistungsfähigkeit des Gerätes. Zum HF-Teil gehören: Der Eingangskreis, der die Antenne an das Gitter der ersten Röhre koppelt, der HF-Verstärker, der Oszillator und der Mischer.

An die gesamte Eingangsschaltung sind folgende Forderungen zu stellen:

1. Die Rauschzahl und die Empfindlichkeit sowie die Verstärkung müssen den günstigsten Wert erreichen, den die verwendeten Röhren zulassen.
2. Störende Frequenzen, zum Beispiel Spiegelfrequenzen oder Störsender, die auf der ZF liegen, müssen stark unterdrückt werden.
3. Die Oszillatorausstrahlung muß so klein wie möglich sein. Die postalischen Forderungen sind unbedingt einzuhalten.

Wird fortgesetzt

Literaturkritik und Bibliographie

G. J. Bjalik

Probleme des Fernsehens

Übersetzung aus dem Russischen

Fachbuchverlag, Leipzig, 1954

59 Seiten, 53 Bilder, DIN C 5, kartoniert 2,80 DM

In allgemeinverständlicher Darstellung behandelt der Verfasser einige Grundprobleme der Fernsehtechnik. In der Hauptsache setzt sich der Autor mit den Fragen der Erhöhung der Reichweite von Fernsehsendern, mit der Vergrößerung der Bilder, dem Farbfernsehen und dem räumlichen Fernsehen (Stereoskopie) auseinander. Die ebenso wichtigen Probleme der stabilen Synchronisation und einer sicheren Störaustastung werden nicht behandelt.

Zur Erhöhung der Reichweite schlägt der Verfasser nach einer 1936 von Prof. Schmakow entwickelten Methode vor, Flugzeuge in größerer Höhe kreisen zu lassen. Bei einer Flughöhe von 3000 m würde man mit dieser Methode ein Gebiet von rund 400 km Durchmesser mit sicherem Fernsehempfang versorgen können; bei 10000 m Flughöhe sogar ein Gebiet von 700 km Durchmesser. Die Verbindung des Flugzeuges mit dem Studio auf dem Erdboden läßt sich über eine Dezistrecke herstellen. Hinsichtlich der Bildgröße kommt der Verfasser zu dem Schluß, daß beim Abwägen aller wirtschaftlichen Gegebenheiten die optimale Bildschirmgröße bei 27 × 36 cm liegt. Das entspricht einer Diagonale von rund 43 cm, die wir auch als den zweckmäßigsten Wert ansehen. Um das Bild noch weiter zu vergrößern, gibt es zwei Möglichkeiten: die Vorsatzlinse vor dem Bildschirm und optische Projektion mit einer Hochleistungsröhre auf einen Projektionsschirm. Der Verfasser zeigt, daß mit einer Plexiglashohllinse, die mit einer Flüssigkeit vom gleichen Brechungsexponenten wie für das Plexiglas gefüllt ist, 1,5- bis 2fache Vergrößerungen möglich sind. Bessere Ergebnisse erzielt man selbstredend mit Projektionseinrichtungen (wie zum Beispiel der Schmid-Optik), die aber wesentlich teurer in der Anschaffung sind. Schließlich werden in diesem Zusammenhang noch die extrem großen Bildröhren mit Schirmgrößen von 30 × 40 cm (50 cm Diagonale) erwähnt, bei denen der Kolben aus Metall und nur die Schirmfläche aus Glas hergestellt ist.

Im Abschnitt über das Farbfernsehen werden die einzelnen, bisher bekannt gewordenen Verfahren aufgeführt. Wegen der bekannten Vor- und Nachteile der einzelnen Methoden hat man sich in der Sowjetunion bisher noch nicht für ein bestimmtes Verfahren entschieden, da sich alle noch im Stadium der Laborentwicklung befinden.

Die Frage des räumlichen Fernsehens wird nur am Rande gestreift, da auch hier erhebliche Schwierigkeiten auftreten, die von den Forschern noch gelöst werden müssen.

Alles in allem kann man sagen, daß der Fachmann aus der Schilderung der bisher mit mehr oder weniger Erfolg angewandten Methoden auf dem Gebiete des Fernsehens erkennen wird, welche Wege in der Zukunft zu beschreiten sind. Trotz der Allgemeinverständlichkeit der Ausführungen setzt die Lektüre des kleinen Werkes doch gewisse Grundkenntnisse der Fernsehtechnik voraus. Das Buch eignet sich somit zum Studium für Ingenieure und Fachschüler.

Der Druck und die Ausstattung des Buches sind gut, die beigefügten Illustrationen unterstützen und vertiefen die im Text gebrachten Ausführungen. *Taeger*

Dipl.-Ing. Hans Schröder

Vierpoltheorie und erweiterte Zweipoltheorie

Fachbuchverlag, Leipzig, 1954

191 Seiten, 128 Bilder, DIN C 5

Halbleinen 9,50 DM

Eines der bekanntesten Werke über Vierpoltheorie ist die „Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik" von R. Feldtkeller. Was dieses Buch für den Hochschulingenieur ist, stellt das Werk von Prof. Hans Schröder für den Fachschulingenieur dar. Auch hier werden an die mathematischen Kenntnisse des Lesers erhebliche Anforderungen gestellt, diese gehen aber an keiner Stelle über das hinaus, was an den Fachschulen gelehrt wird und ohnehin zum theoretischen Rüstzeug des Ingenieurs gehört. Alle verwendeten Formeln sind von Grund auf entwickelt und auf das soeben angedeutete Niveau zugeschnitten. Bei der Aufstellung der für das Verständnis der Vorgänge auf elektrischen Leitungen überaus wichtigen Telegrafengleichung wird nicht von der klassischen Form der partiellen Differentialgleichung zweiter Ordnung, sondern mit Benutzung der symbolischen Rechenmethode von einer gewöhnlichen Differentialgleichung zweiter Ordnung ausgegangen, deren Integration auch dem Fachschulingenieur geläufig ist. Ein breiter Abschnitt ist dann der Diskussion der Lösungen der Telegrafengleichung gewidmet. Damit wird der historischen Entwicklung gefolgt, nach der sich die gesamte Vierpoltheorie aus der Theorie der Vorgänge längs Leitungen herauskristallisiert hat. In einer neueren Auflage sollte aber der Verfasser für die komplexe Fortpflanzungskonstante $\gamma = \alpha + j\beta$ setzen, statt die Dämpfungskonstante mit β und das Winkelmaß mit α zu bezeichnen, das entspricht der älteren Schreibweise.

Für die moderne UKW- und Fernsehtechnik, insbesondere für die Vorgänge auf den Leitungen zwischen Dipol und Empfängereingang, sind die Begriffe „Stehwellen" und „Reflexion" wichtig. Ihrer Bedeutung entsprechend werden im Zusammenhang mit der Leitungstheorie die bei Fehlanpassung vorliegenden Betriebsverhältnisse und ihre gefährlichen Folgen (zum Beispiel bei Hochspannungskabeln) eingehend erläutert.

Eine Fundgrube für den Rundfunk- und Ela-Ingenieur ist der Abschnitt über die Anwendungen der Vierpoltheorie. Die in manchen Lehrbüchern reichlich kompliziert dargestellten Zusammenhänge von Grenzfrequenz, Dämpfung und Phasenmaß bei Filterschaltungen (Hoch-, Tief-, Bandpässe) werden in dem Buch von Schröder in einfacher und dennoch eindringlicher Weise erläutert.

Die beiden letzten Abschnitte sind der Anpassung und der Zweipoltheorie gewidmet. Besonders der Abschnitt über Anpassung kann dem jungen Ingenieur nicht eindringlich genug ans Herz gelegt werden. Es muß leider einmal gesagt werden, daß 80 % aller in nachrichtentechnischen Geräten auftretenden Fehler auf falsche Anpassung zurückzuführen sind. Aber auch in der allgemeinen Elektrotechnik wird gegen dieses physikalische Grundgesetz nach Herzenslust gesündigt. Schon wegen des Abschnittes C (Anpassung) sollte jeder Ingenieur und Techniker das Buch von Schröder in seinem Bücherschrank haben.

Den Abschluß bildet ein kleines Literaturverzeichnis über das wichtigste neuere Schrifttum auf dem Gebiete der Nachrichtentechnik. Der Druck und die Ausstattung des Buches sowie die beigefügten Illustrationen sind gut und entsprechen durchaus dem inneren Wert des Buches. *Taeger*

Dr. phil., Dr. rer. nat. h. c. Heinrich Hecht

Die elektroakustischen Wandler

Johann Ambrosius Barth Verlag, Leipzig, 1954

3., erweiterte Auflage

253 Seiten, 52 Bilder, 20,30 DM

Der Verfasser konnte am 4. Februar 1955 seinen 75. Geburtstag feiern. Neben seinen Forschungen und Entwicklungen auf dem Gebiete der Wasserschalltechnik, die für die Seeschiffahrt von großer Bedeutung sind, hat sich Dr. Hecht auch als Wissenschaftler einen internationalen Ruf erworben. Sein Buch „Die elektroakustischen Wandler" gehört zu den Standardwerken der modernen Schwingungstechnik. Die vorliegende dritte Auflage hat der Autor erheblich erweitert. Auf den dielektrischen Wandler wurde ausführlicher eingegangen, der bisher fehlende, immer größere Bedeutung erlangende elektrostriktive Wandler wurde neu aufgenommen, und den piezoelektrischen Wandler hat der Verfasser nunmehr unter den Voraussetzungen behandelt, die der Wirklichkeit entsprechen.

Das Studium dieses wissenschaftlichen Buches — man muß es schon gründlich durcharbeiten — wird dadurch erleichtert, daß eingangs nicht nur die Größenordnungen und Indexbezeichnungen übersichtlich zusammengestellt sind, sondern daß auch die Dimensionen und Einheiten sehr eindeutig erklärt werden. Hierdurch kann sich der Leser rasch orientieren, wenn er sich in den weiteren Kapiteln über einen Begriff nicht völlig im klaren ist.

Das Werk ist in sechs Hauptabschnitte eingeteilt, deren erster die allen Wandlern gemeinsamen Regeln und Gesetze erläutert. Vom grundsätzlichen Aufbau eines elektroakustischen Wandlers ausgehend, werden die Grundsätze und Differentialgleichungen des Senders und Empfängers, der elektromechanische Ersatzkreis und die Anpassung von Sender sowie Empfänger an das Schallmedium, die Energiequelle und den Verbraucher behandelt. Der erste Hauptabschnitt (A) schließt mit der experimentellen Untersuchung eines Wandlers.

Im zweiten Hauptabschnitt (B) geht der Autor auf die verschiedenen Wandlerprinzipien ausführlicher ein, beginnend mit dem elektrodynamischen Wandler, auf den folgen: der elektromechanische Wandler, der magnetostriktive Wandler, der dielektrische Wandler, der elektrostriktive Wandler und der piezoelektrische Wandler. Jeder dieser Wandlerabschnitte ist wieder sorgfältig untergliedert.

Der dritte Hauptabschnitt (C) klärt die Frequenzabhängigkeit der Eigenschaften elektroakustischer Wandler (Sender und Empfänger) bei starker Verstimmung.

Die Überlegungen im vierten Hauptabschnitt (D) über die Auswahl des zweckmäßigsten Wandlerprinzips beziehen sich auf die drei großen Anwendungsgebiete der akustischen Nachrichtentechnik: Signalwesen, Horchwesen und Lotwesen mit den Medien Luft, Wasser und Erde.

Nach einem kurzen Hauptabschnitt (E) über die Anzahl der verschiedenen Wandlerprinzipien werden im letzten Hauptabschnitt (F) die charakteristischen Unterschiede im Verhalten der verschiedenen Wandlerprinzipien untersucht, unterschieden nach Eigenfeldwandlern und Fremdfeldwandlern sowie induktiven und kapazitiven Wandlern. Ein Namen- und Sachverzeichnis beschließt das Buch.

Das gesamte Werk ist ganz ausgezeichnet geschrieben. Trotz des wissenschaftlichen Inhalts des Buches drückt sich der Verfasser stets in einfachen, klaren Sätzen aus, die keinen Zweifel darüber entstehen lassen, was gesagt werden soll. In systematischer Reihenfolge werden dem Leser die elektroakustischen Wandler erläutert. Zahlreiche Zahlenbeispiele ergänzen die allgemeinen Überlegungen für die Praxis.

Auch drucktechnisch ist an dem Buch nichts zu bemängeln, besonders sorgfältig sind die Formeln gesetzt. Schönes satiniertes Papier wird dem Wert des Buches gerecht. Die Zeichnungen sind gut, sauber und ohne Mühe lesbar beschriftet.

Für eine spätere Auflage wird empfohlen, in den Bildern 13, 20, 21, 23, 24, 31, 32, 42 und 43 die Leitungsverbindungen nach DIN durch Punkte zu kennzeichnen und für „Abb." das genormte Wort „Bild" zu wählen. *Sutaner*

Ajsenberg, G. S., *Kurzwellenantennen*, Übersetzung aus dem Russischen. 514 Seiten, 524 Bilder, DIN C 5, Kunstleder 28,— DM. Fachbuchverlag, Leipzig.

Burkhardt, Herbert, *Fachkunde für Elektroakustik*. 188 Seiten, 182 Bilder, DIN C 5, Halbleinen 7,80 DM. Fachbuchverlag, Leipzig.

Richter, Bernhard, *Einführung in die Übertragungstechnik*. 48 Seiten, 40 Bilder, DIN C 5, kart. 1,80 DM. Fachbuchverlag, Leipzig.

Beier, Wilhelm, *Röhrentaschenbuch*. 6., überarbeitete Auflage. 514 Seiten, 21 × 10 cm Hochformat, Halbleinen 11,— DM. Fachbuchverlag, Leipzig.

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1870

Der Physiologe und Physiker Graham Bell wandert von Schottland nach Amerika aus, wo er bald darauf zum Professor der Physiologie in Boston ernannt wurde. Er interessierte sich besonders für die physiologische Akustik und hier wieder insbesondere für die Physiologie der Sprach- und Hörorgane.

1870

In den Werkstätten von Siemens & Halske wird der erste deutsche Morseapparat fertiggestellt.

1870

James Clark Maxwell entwickelt seine berühmte Feldtheorie der elektrischen und magnetischen Felder, nach der sich um elektrische Ladungen und elektrische Ströme unmittelbar elektrische bzw. magnetische Felder ausbilden, über die sich alle Wirkungen in die Ferne ausbreiten. Er krönte damit in mathematisch einwandfreier Form die schon von Faraday ausgesprochene Auffassung. Die Coulombsche Fernwirktheorie elektrischer und magnetischer Kräfte wurde damit endgültig verlassen.

1870

Karl Frischen erfindet das handbediente Wechselstromblockfeld, das, wie selten eine technische Erfindung, viele Jahrzehnte hindurch ohne nennenswerte Veränderungen im Signaldienst der deutschen Eisenbahnen verwendet wurde.

1870

Bei den Preußischen Staatseisenbahnen wird das noch heute gebräuchliche Morsewerk für Ruhestrom eingeführt, bei dem man im Gegensatz zum Arbeitsstromprinzip nicht mehr für jede Station eine Linienbatterie benötigte, sondern diese bis zu einer gewissen Entfernung der Linie zentral zuordnen konnte.

1. 1. 1870

Karl Frischen tritt als Oberingenieur und technischer Leiter in die Siemens & Halske-Werke ein. Hier betätigte er sich insbesondere beim Bau der Indo-Europäischen Telegrafenlinie und leistete vor allem bedeutende Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiete der Sicherungsanlagen für Eisenbahnen. Er schuf den ersten Blockapparat.

21. 3. 1870

Nachdem vier Monate vorher mit Hilfe der „Great Eastern" begonnen wurde, ein Unterseekabel von England über Suez nach Aden und Bombay zu verlegen, findet die erste unterseeische Drahtverbindung zwischen Ostindien und England statt. Von Suez aus gerechnet war die Strecke 3278 englische Seemeilen (= 6075 km) lang. Im September desselben Jahres riß dieses Kabel zwar, doch konnte der Schaden schon vier Wochen später wieder behoben werden.

20. 5. 1870

Der Physiker Arthur Korn wird in Breslau geboren. Er war bahnbrechend auf dem Gebiete der Bildtelegrafie und des Fernsehens tätig, verwendete 1902 bei seinen Versuchen zum Bildempfang für den Sender den Geber Backewells, mit dem er einfache Figuren übermitteln konnte und den er „Telautograph" nannte, tastete 1904 das zu übertragende Bild nicht mechanisch-galvanisch, sondern mit einer Selenzelle ab und konnte 1904 zum ersten Male eine Fotografie auf der Leitung München—Nürnberg—München telegrafisch übertragen. 1906 verbesserte er seinen Fernsehempfänger, indem er an Stelle des Drehspulengalvanometers ein hochempfindliches Saitengalvanometer verwendete und benutzte 1907 den 1906 erfundenen Fernsehempfänger für die Bildtelegrafie zwischen Berlin und München, zwischen Paris und London und zwischen Paris und Berlin, wobei am 8. 11. 1907 die erste Fotografie von Paris nach London übertragen wurde. Nach dem ersten Weltkriege verband er seine Apparate für Bildtelegrafie mit der drahtlosen Telegrafie, richtete im Auftrage der Regierungen von Deutschland, Italien und Japan Bildsendeanlagen ein, sandte von der Funkstation Contocelle bei Rom Handschriften, Fotografien, Schecks, Fingerabdrücke usw. nach auf hoher See befindlichen Schiffen, nach dem 2000 km entfernten Massaua am Roten Meer und auch von Rom nach Amerika, wozu er den telautografischen und den Selensender, die fototelegrafische Methode mit Selen im Geber entwickelt hatte, und konnte am 7. 6. 1922 erstmalig Bilder über den Atlantischen Ozean von Sao Paolo über Nauen nach Bar Harbour in Nordamerika übertragen.

12. 10. 1870

Carl August Steinheil (geb. 1801), ein bedeutender Forscher und Erfinder auf dem Gebiete der elektrischen Uhren, der galvanischen Vergoldung, der Instrumentalastronomie, der Fotografie und des Nachrichtenwesens (siehe 1801), stirbt an seinem 69. Geburtstag in München.

1871

Nachdem es bereits im Vorjahre geglückt war, ein Unterseekabel durch das Mittelmeer von Marseille nach Bona in Algerien zu verlegen, wird ein weiteres Unterseekabel zwischen Marseille und Algier direkt durch das Mittelmeer verlegt.

1871

James Clark Maxwell wird nach Abschluß seines großen Lehrbuches über Elektrizität und Magnetismus Professor der Experimentalphysik an der Universität Cambridge, wo er das schnell berühmt gewordene Cavendish-Laboratorium einrichtete.

Er faßte die Forschungsarbeiten Faradays zusammen und stellte eine einheitliche Elektrizitätstheorie auf, die in den Maxwellschen Gleichungen gipfelte. Diese bildeten die Grundlage dafür, alle elektrischen Erscheinungen und darüber hinaus auch die Erscheinungen des Lichtes (Maxwellsche Theorie) zu erfassen. Eine weitere große Leistung Maxwells war die Begründung der kinetischen Gastheorie neben Clausius und Boltzmann.

1871

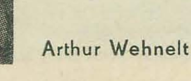
Der Italiener Antonio Meucci meldet einen Apparat zum Patent an, mit dem es möglich war, Gespräche zu übertragen. Der konstruktive Aufbau war jedoch noch sehr unvollkommen.

1871

Der amerikanische Physiker Henry zeigt die Möglichkeit der elektrischen Telegrafie und der elektromagnetischen Kraftmaschinen.

4. 4. 1871

Der deutsche Physiker Arthur Rudolph Berthold Wehnelt wird in Rio de Janeiro geboren. Er war später Professor an der Universität Berlin, konstruierte 1899 einen elektrolytischen Unterbrecher, den „Wehnelt-Unterbrecher", gab der Elektronenröhre den Namen „Glühkatodenröhre", konstruierte 1903 einen Härtemesser für Röntgenstrahlen, stellte die „Wehnelt-Skala" auf, führte 1904 die „Wehnelt-Katode" ein, die von Fleming zur „Fleming-Röhre" (Audionröhre) entwickelt wurde, erhielt am 15. 1. 1904 das Patent auf seine Ventilröhre (die den Ausgangspunkt für alle späteren Gasdetektoren, Röhrenverstärker und Röhrensender bildete), und entdeckte 1905, daß eine dünne, mit einem geeigneten Metalloxyd überzogene glühende Katode schon bei Spannungen von 100 Volt Katodenstrahlen aussendet, was von Lieben 1906 zum Bau seiner ersten Verstärkerröhre benutzte.



Arthur Wehnelt

15. 4. 1871

Der Physiker Jonathan Zenneck wird in Ruppertshofen in Württemberg geboren. Er gab 1905 das „Lehrbuch der drahtlosen Telegrafie" heraus, wurde 1913 Professor an der Technischen Hochschule München und förderte die Entwicklung auf dem Gebiet der Hochfrequenztechnik.

21. 11. 1871

Senator h. c. Carl Lehner wird geboren. Er erlernte in Heilbronn das Uhrmacherhandwerk, war kurze Zeit als Uhrmacher tätig, wandte sich dann der Elektrotechnik zu, befaßte sich vorwiegend mit der Entwicklung von Meßinstrumenten und gründete 1899 mit Harry Fuld die Firma Telefonbau und Normalzeit in Frankfurt a. M., die sich auch bald dem Bau elektrischer Uhren zuwandte. 1925 wurde er von der Technischen Hochschule Karlsruhe zum Ehrensenator ernannt.

23. 12. 1871

Der Italiener Antonio Meucci erhält das amerikanische Patent auf seinen Telefonapparat mit einer schwingenden Metallplatte als Membrane. Die von ihm gefundene Lösung ähnelte dem von Graham Bell in seinem „speaking telephone" 1876 zuerst öffentlich vorgeführten Telefon.

1872

Thomas Alva Edison macht die Beobachtung, daß die Reibung zwischen einem mit einer Platinspitze versehenen Metallstift und einem darunter fortbewegten, mit gewissen Lösungen getränkten und mit dem positiven Pole einer Batterie verbundenen Papierstreifen geringer wird, sobald man den Stift mit dem negativen Pole der Batterie verbindet. Wurde der Strom unterbrochen, so trat dagegen der ursprüngliche Reibungswiderstand sofort wieder ein.

Diese Beobachtung benutzte Edison damals zur Konstruktion eines Relais, das er „Elektromotograph" nannte und das nach Angaben amerikanischer Zeitungen in einer Minute über 650 Worte aufnehmen und auf einen geeigneten Schreibapparat übertragen konnte. Nach der Erfindung seines Kohletelefons richtete er den Elektromotografen zum Empfangsapparat für Telefonleitungen her. Nach den Berichten amerikanischer Zeitungen war die Lautstärke dieses Apparates bedeutend, und man konnte die Worte noch auf 5 m Entfernung vom Empfänger deutlich wahrnehmen. Trotz dieses Vorzuges fand das Elektromotograftelefon keine größere Verbreitung. Es diente in London nur vorübergehend dem Verkehr.

1872

Christophe Henry D. Buys-Ballot regt ein System der Sturmwarnung an, durch das nicht allein die Stürme vorsignalisiert, sondern auch die Seeleute durch geeignete Zeichen von der drohenden Gefahr verständigt werden.

Berichtigung

Nr. 9 (1955)

S. 262: Die Formel für den Blindwiderstand des Kondensators lautet $\Re_c = \frac{1}{\omega \cdot C}$.

Nr. 10 (1955)

S. 293: Die Arbeitstagung des Rundfunkmechanikerhandwerks der Bezirke Rostock, Schwerin und Neubrandenburg fand am 16. und 17. April 1955, nicht 1954, statt.

S. 311: In der Spalte „Masch. Vorrichtungen" des Beispiels 4 müssen die Zahlen entfallen.

S. 315, rechte Spalte muß es richtig heißen: In den Fällen, in denen der Wert für das Verhältnis $a/r \leqq 2$ wird, . . .

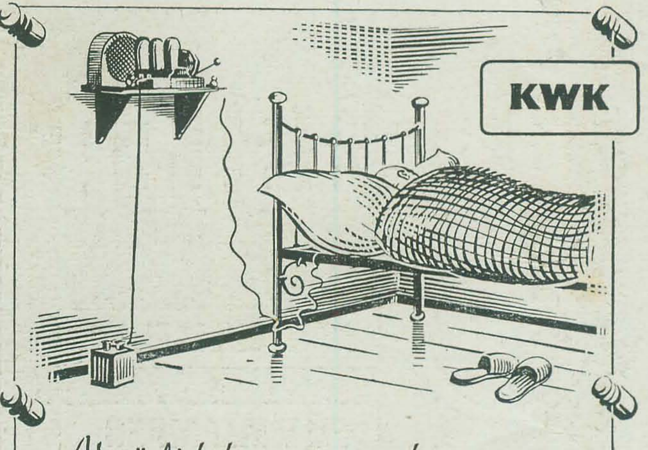


LEIPZIGER HERBSTMESSE 1955

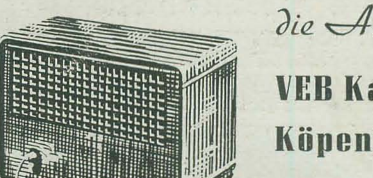
mit Angebot technischer Gebrauchsgüter auf dem Gelände der Technischen Messe, Halle II und III

4.–9. September

LEIPZIGER MESSEAMT POSTFACH 329



Natürlich kann man auch das Bettgestell als Antenne benutzen! Besseren Empfang aber gibt die Antenne des



VEB Kabelwerk Köpenick

Die weiße Antenne auf der weißen Wand!



LICHTSTRAHL-OSZILLOGRAPHEN

- 3-Schleifen-Oszillographen
- 4-Schleifen-Oszillographen
- 8-Schleifen-Oszillographen
- 9-Schleifen-Oszillographen

ELEKTRONEN-OSZILLOGRAPHEN

- Einstrahl-Oszillographen
- Zweistrahl-Oszillographen

SONSTIGE GERÄTE

- Piezoelektrische Meßeinrichtungen
- Frequenzmodulierte Sender
- Zeitmarkengeber
- Elektronenschalter
- Lichtblitzstroboskope
- Funkenblitzgeräte
- Batterie-Elektrokardiographen
- Zusatzableitungswähler für Elektrokardiographen
- Fotoeinrichtungen zu Elektronenstrahl-Oszillographen

- Telefonverstärker
- Antennenverstärker
- Kino-Verstärker

RFT

VEB MESSGERÄTEWERK ZWÖNITZ